ANNO IV • NUM. 9
Da pag. 333 a pag. 360
DICEMBRE 1949

Con gli indici dell'annata

LIRE 250

IN QUESTO NUMERO:

ANNO IV

NUM. 9

Da pag. 333 a pag. 380

DICEMBRE

1949

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO:

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Via Garibaldi 16 . Tel. 47.091-92-93-94
Conto Corrente Postale n. 2/30126 . Casella Postale n. 351.

Il presente numero in Italia L. 250 (arretrato L. 300); all'Estero L. 500 (arretrato L. 600)

ABBONAMENTI PER L'ANNO 1949: Annuo in Italia L. 2500; all'Estero L. 4000;
Semestre in Italia L. 1350; due anni L. 4250; tre anni L. 5800

La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista. Spedizione in abbonamento postale.

NOTIZIE BREVI

SISTEMAZIONE DELLO STATO GIURIDICO DEI RADIOTELEGRAFISTI

La *Gazzetta Ufficiale* del 25 novembre 1949 pubblica il Decreto Ministeriale col quale si costituisce una Commissione per lo studio dello stato giuridico dei radiotelegrafisti per navi mercantili.

La Commissione sarà presieduta dall'ispettore generale delle Telecomunicazioni, Comm. Ing. *Albino Antinori* e sarà costituita dai seguenti funzionari governativi: Dott. *G. Provenza,* Capo della Divisione Radio (Ministero Telecom.); Ing. *Alessandro Petrella,* Ispettore Tecnico (Ministero Telecom.); *Bucalossi Luciano,* Capitano di Corvetta (Min. della Difesa); *Tomati Angelo,* Ten. Col. di Porto (Min. Marina Mercantile); Dott. *Mario Petronio,* Ispettore Sup. Dir. Gen. Istruzione Media Tecnica (Ministero Pubbl. Istruz.).

Parteciperanno altresì ai lavori con voto consultivo i rappresentanti dei seguenti enti e categorie interessate: Concessionaria Società Italiana Radio Marittima; Concessionaria Compagnia Generale Telemar; Federazione Italiana Lavoratori del Mare; Confederazione Italiana Armatori Liberi; Federazione Italiana Armatori di Linea; Sindacato Generale Armatori; Confederazione Generale Italiana del Lavoro; Libera Confederazione Generale Italiana Lavoratori; Cooperativa Ufficiali Marconisti Italiani; Associazione Ufficiali Radiotelegrafisti Giuliani.

Avrà le funzioni di Segretario l'Allievo Ispettore Dott. *Massaro Andrea,* dell'Amministrazione delle Poste e Telecomunicazioni. (462/227).

STATISTICHE SUL COMMERCIO RADIO IN AMERICA

L'Associazione Fabbricanti Radio comunica che nel 1948 sono stati prodotti più di 975 000 apparecchi telericeventi; tale cifra fa salire ad 1 160 000 il totale degli apparecchi prodotti dopo la fine della guerra. Altri 25 000-30 000 telericeventi sono usciti quest'anno dalle fabbriche come parti staccate, cioè senza essere montati.

Sebbene siano state escogitate nuove tecniche costruttive, la produzione dei telericeventi, particolarmente nella seconda metà del 48', è scesa del 20 % rispetto alle punte massime raggiunte nel '47. Purtuttavia la produzione dell'altr'anno è stata molto rilevante.

La produzione totale degli apparecchi radio nel '48 era stata prevista dalla RMA (Radio Manufactures Association) per una cifra di oltre 16 000 000 di unità. Nel 1947 l'intera produzione industriale superò i 20 000 000 di apparecchi. Nel dicembre scorso le società membre della RMA hanno prodotto ben 161 179 telericeventi, soltanto 17 500 in meno dell'intera produzione di tali apparecchi nel 1947.

Le società membre della RMA hanno comunicato di aver prodotto nel 1948 866 932 telericeventi contro i 178 571 del 1947 e i 6 476 del 1946. Gli apparecchi costruiti dalle altre compagnie non associate fanno salire il totale dei telericeventi prodotti nel 1948 a più di 975 000.

Sempre nel 1948 le compagnie della RMA hanno messo in vendita qualcosa come 200 000 000 di tubi per radio riceventi. La vendita dei tubi durante lo scorso anno ha totalizzato 204 720 378 con un aumento di oltre 5 milioni di unità sui 199 533 827 tubi venduti nel 1947.

Anche la vendita dei tubi riceventi nel dicembre dell'altranno ha avuto un considerevole aumento rispetto al dicembre dell'anno prima. Le vendite del mese di dicembre hanno totalizzato dollari 19 270 164 sui 16 511 408 del dicembre 1947 e sui 21 118 874 del novembre 1948.

Le vendite da parte delle fabbriche associate raggiunsero un totale di 146 162 214 di tubi venduti per i nuovi apparecchi; di 47 056 521 per i ricambi; di 10 686 769 per l'esportazione e di 814 874 venduti alle agenzie governative. Le vendite del mese di dicembre includono 14 721 114 tubi venduti per i nuovi apparecchi 3 440 437 per i ricambi; 1 048 760 per l'esportazione e 59.853 venduti alle agenzie governative.

(428/171) (Da *Radio-Electronics*).

STAZIONE RADIO DONATA AL PAPA

In occasione dell'Anno Santo i cattolici irladensi hanno offerto al Sommo Pontefice un trasmettitore a onde corte da 100 kW.

La nuova stazione destinata a completare gli impianti della Radio Vaticana, funzionerà su 6 lunghezze d'onda, comprese fra 12 e 50 metri. (468/196)

LA STAZIONE R.C.A. USATA PER TRASMETTERE LA VOCE DELL'AMERICA

Il Dipartimento di Stato ha messo in funzione a Monaco (Germania) una radiotrasmittente R C A di grande potenza per portare più a fondo la voce dell'America in Europa Orientale ed in Russia.

La nuova trasmittente R C A da 150 kW Modello BTA-150A accresce le possibilità già esistenti a disposizione del Dipartimento di Stato nella zona di Monaco, consistenti in quattro trasmittenti ad onde corte da 100 kW ognuna. Pure comprese nell'impianto di Monaco, ma indipendenti dalla voce dell'America, sono una trasmittente da 100 kW tedesca ed una da 100 kW della rete radiofonica dell'esercito. L'installazione copre una superficie di circa 100 ettari, con tre costruzioni principali per le trasmittenti.

La nuova trasmittente, che funziona su 1195 kHz, ha iniziato le trasmissioni regolari il 1° settembre con un programma giornaliero di 12 ore che va dal tramonto all'alba per poter utilizzare il raggio indiretto.

La trasmittente ritrasmette i programmi originali della Voce dell'America. Durante il giorno la stazione trasmette invece i programmi della rete per le Forze Armate.

Uno speciale dispositivo (speech-clipper) consente di mantenere un'alta percentuale media di modulazione.

Lo speciale sistema di antenna, consiste in un complesso di 4 torri a mezza onda, consente di ottenere un notevole effetto direttivo che può determinare un aumento dell'intensità del campo nella direzione preferita fino a sei volte. (463/194)

(continua a pag. 340)

Mod. 168 M.

Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni

BE

ISPETT. GEN. TELECOMUNICAZIONI

Serv. RADIO Div. II Sez.

Prot. N. 83340 / 7760-3 Allegati

OGGETTO Apparecchio radiofonico AN-48.

18 OTT. 1949

INDICARE NELLA RISPOSTA IL PROTOCOLLO DELLA PRESENTE

Roma, 15 OTT. 1949

ALLA R.A.I. DIREZ. GENERALE
Botteghe Oscure, 54 - ROMA

All'A.N.I.E. (Gruppo Costruttori Radio -
Via Donizetti(?) ... Savera, 14 - MILANO

e p.c.:
NOVA - RADIO
Piazza Cadorna, 11 - MILANO

FEDERAZIONE NAZIONALE COMMERCIANTI RADIO
Via 4 Novembre 158 - ROMA

MINISTERO DELLE FINANZE
Dir. Gen. Imposte Indirette e tasse sugli Affari - ROMA

MINISTERO INDUSTRIA
Direz. Gen. Industria - ROMA

p.c.:
ISTITUTO SPERIMENTALE PP.TT.
Viale Trastevere, 189 - ROMA

Com'è noto, la Commissione incaricata dello Studio per la Costruzione di un apparecchio radiofonico di tipo economico, nella sua riunione del 30 settembre 1949, ha stabilito la seguente graduatoria fra le Ditte che hanno concorso:

1°- NOVA-RADIO
2°- [illegible]ADIO
3°- [illegible]ADIO
4°- [illegible]
5°- [illegible]
6°- [illegible]

proclamando vincitrice del premio di £. 1.500.000 la I^a classificata Ditta NOVA-RADIO ed esprimendo il giusto apprezzamento per il contributo dato dalle altre Ditte partecipanti.

Nel compiacermi del risultato del Concorso che dimostra la vitalità dell'Industria radiotecnica nazionale, esprimo più che lo augurio la certezza che si proseguirà da parte di tutti nell'organizzazione necessaria ad assicurare la riproduzione più economica del prototipo affinchè sia data la possibilità a tutti gli italiani di fruire del beneficio del servizio della radiodiffusione. Il che costituirà una reale benemerenza sociale di tutti coloro che partecipano all'iniziativa.

IL MINISTRO

REGISTRO CARICO E SCARICO (finalmente?!)

In un precedente articolo, apparso su questo periodico, dicevamo che avremmo trattato i problemi interessanti i Radiocommercianti siamo lieti poter dare notizie, che speriamo precise, circa la famosa e ormai annosa questone del registro di carico e scarico mod. 101.

Al Senato è stato distribuito il progetto di legge, e mentre andiamo in macchina crediamo che anche la « Gazzetta Ufficiale » ne pubblichi il testo.

A maggior chiarezza diamo un facsimile di quello che sarà il tracciato del nuovo registro a fogli mobili.

E due parole di commento, crediamo sia utile dirle:

Nell'ormai lontano gennaio 1947 il sottoscritto, allora Presidente dell'ANCRA, con suo memoriale in data 11-1-1947 protocollo 287-20/AN indirizzato al Ministero, alla RAI e all'ANIE scriveva:

« ...*allo scopo di addivenire nel più breve tempo possibile ad una sostanziale dimostrazione di voler realmente risolvere l'annoso problema del registro di carico e scarico mod.* 101 *la scrivente (ANCRA) presenta formale domanda alle competenti autorità e all'Ente Concessionario, affinchè vogliano prendere nella dovuta considerazione la seguente richiesta*:

« ...*dal registro vengano abrogate le registrazioni sia nel carico che nello scarico, riguardante le: valvole sciolte, altoparlanti sciolti, detector e cuffie; in definitiva le registrazioni dovranno unicamente essere fatte per il carico e scarico degli apparecchi radio-riceventi*...

« ...*Lo scrivente si augura che vengano date sollecitamente quelle disposizioni necessarie onde la richiesta che forma l'oggetto della presente abbia immediata attuazione*... ».

Miracolo dei miracoli, di velocità della burocrazia, dopo solo 14 giorni il Ministero con foglio del 24-1-47 prot. 90300 div. II/A rispondeva:

« *L'ANCRA ha fatto pervenire a questo Ministero un memoriale col quale propone di mantenere le registrazioni sul mod.* 101 *per i soli apparecchi escludendo le parti staccate. Al riguardo l'Ente concessionario con sua in data* 18 *gennaio dichiara considerare favorevolmente la proposta dell'ANCRA*.

« *Questo Ministero* prende atto *delle proposte formulate dall'Associazione dei Commercianti e delle dichiarazioni della RAI... — F.to Il Direttore Generale Passerella* ».

La RAI intanto aveva da parte sua fatto pervenire una sua in data 25-1-47 prot. DG.025552 dov'era scritto:

« *Aderiamo in linea di massima alla Vs/ proposta assicurandoVi la nostra piena collaborazione per favorire la più rapida possibile soluzione. Certi che la iniziatva da Voi presa faciliterà una più rapida soluzione del problema... F.to La Direzione Generale* ».

Come si vede il problema era risolto fin dal gennaio 1947. Allora molti si chiederanno come mai questo vede la luce dopo 3 anni?

La risposta è già stata data da un nostro articolo pubblicato sul Bollettino della Radio Club Piemonte (n. 8 dell'agosto 1948) dove molto chiaramente denunciavamo l'assoluta mancanza di funzionalità dell'ANCRA: ad essa sola può essere fatta risalire la colpa e, precisando, a chi ne diresse le sorti dal 47 in poi. Costoro dopo aver illuso i commercianti nell'assemblea del maggio 1947 respinsero l'accordo raggiunto, qualificandolo « elemosina » che l'ANCRA sdegnosamente rifiutava. In seguito non si preoccuparono di risolvere altrimenti il problema provocando così questa lunga stasi, e ora a distanza di tre anni, vediamo accettato in blocco quello che allora era considerato *elemosina*, e verrebbe spontaneo il desiderio di ristampare quanto già pubblicato sul bollettino sopracitato. Ma carità cristiana... tanto più che il tempo, galantuomo, ha dato a Cesare ciò che è di Cesare.

Sostanzialmente il nuovo sistema presenta reali vantaggi per il commerciante, che vede di molto alleggerito il lavoro di registrazione, invitiamo volerlo leggere attentamente e si osserverà che un buon passo avanti è stato fatto.

P. G. PORTINO

Stralciamo dal progetto i punti più interessanti. I Radiocommercianti potranno prendere visione del testo completo sul Bollettino del Radio Club Piemonte.

Art. 1.

L'obbligo della tenuta del registro di carico e scarico di cui all'articolo 5 del regio decreto-legge 23 ottobre 1925, n. 1917 ed all'articolo 17 del regio decreto-legge 21 febbraio 1938, n. 246, è abolito per i commercianti, riparatori, rappresentanti ed agenti di vendita.

Art. 2.

I commercianti, riparatori, rappresentanti ed agenti di vendita in genere di apparecchi e di materiali radioelettrici devono tenere per ciascun magazzino, laboratorio o locale di vendita al pubblico, un apposito registro a fogli mobili . . .

Su di esso devono essere annotati, nella parte del carico, tutti gli apparecchi radio riceventi le scatole di montaggio introdotte, con l'indicazione per ciascuno della data di entrata, degli estremi della fattura o altro documento equivalente, nonchè del nome o denominazione o ragione sociale ed indirizzo di chi ha ceduto l'apparecchio o la scatola di montaggio

Nella parte dello scarico devono essere annotati tutti gli apparecchi radioriceventi e scatole di montaggio uscite a qualsiasi titolo, nonchè il nome, cognome, paternità e domicilio degli acquirenti dei materiali predetti.

Nel caso di apparecchi ritirati per riparazioni, gli apparecchi stessi devono essere registrati sul registro a fogli mobili con tutte le annotazioni relative alle caratteristiche ed al numero di matricola dell'apparecchio e con tutte le indicazioni atte ad identificarne il proprietario.

L'uscita ed il rientro di apparecchi radioriceventi ceduti in prova a persone o enti non abbonati alle radioaudizioni deve esclusivamente risultare dall'emissione della speciale licenza. . . .

La denominazione « scatola di montaggio » si riferisce a quei complessi di parti staccate necessarie e sufficienti alla costruzione di apparecchi radioriceventi secondo un determinato circuito.

Art. 3.

Le generalità degli acquirenti di apparecchi radio o di seatole di montaggio, come pure dei proprietari degli apparecchi ritirati per riparazioni dovranno essere comprovate con l'esibizione di un documento d'identità. I dati relativi devono essere annotati nell'apposita colonna del registro a fogli mobili.

. . . . . .

Qualora il commerciante, riparatore, rappresentante o agente di vendita sia in grado di garantire l'identità dell'acquirente o del proprietario dell'apparecchio ritirato per riparazioni, analoga dichiarazione sull'apposito registro previsto dall'articolo precedente può sostituire l'annotazione dei dati di cui al presente articolo

Art. 4 (*omissis*)

Art. 5.

Entro i primi dieci giorni di ogni mese i fogli del registro di cui al precedente articolo 2 e sui quali saranno state annotate le operazioni di carico e scarico verificatesi nel mese precedente, dovranno essere staccati dal registro e, muniti del timbro e sottoscritti dal titolare del registro, dovranno essere inviati all'ente concessionario, mediante lettera raccomandata con ricevuta di ritorno.

Se per un determinato mese non vi siano state registraziono nè al carico nè allo scarico, il titolare del registro dovrà inviare all'ente concessionario del servizio delle radiodiffusioni il foglio mobile recante il saldo di chiusura del mese e l'annotazione « negativo ».

Prima di effettuare il suddetto invio all'ente concessionario, il titolare del registro dovrà riportare i saldi di chiusura sul successivo foglio mobile del registro stesso, che resterà in suo possesso per le successive annotazioni.

La ricevuta della raccomandata farà fede dell'avvenuta spedizione dei fogli all'ente concessionario.

Art. 6 (*omissis*)

Art. 7 (*omissis*)

Art. 8.

. . . . . .

È vietato agli agenti incaricati degli accertamenti di fare uso dei dati accertati per qualsiasi altro fine che non sia quello che forma come sopra oggetto dell'accertamento stesso.

Art. 9 (*omissis*)

Art. 10 (*omissis*)

Art. 11 (*omissis*)

Art. 12 (*omissis*)

Art. 13 (*omissis*)

CARICO — mese di ....

N. d'ordine	Data della entrata	Fattura, rimesso o altro docum. equivalente		PROVENIENZA			Quantità		Annotazioni
		N.	Data	Ditta	Comune	Via e num.	appar. radio riceventi	Scatole di montag.	
						Riporto n.			

SCARICO

N. d'ordine	Data della uscita	Fattura, rimesso o altro docum. equivalente		DESTINAZIONE				Quantità		Annotazioni
				Aquir. o destin.		Estremi dei docum. identific.	Comune via e numero	appar. radio riceventi	Scatole di montag.	
				Nome e cognome	Paternità					

LA DISCUSSIONE È APERTA SUL TERZO PROGRAMMA

Sul n. 52 del Radiocorriere *appare un articolo a firma del dott. Salvino Sernesi Direttore Generale della RAI su quello che dovrà essere il III Programma della Radio Italiana di cui pubblichiamo i punti principali.*

Siamo lieti di intravvedere in quest'articolo l'avvio della Radiodiffusione in Italia sulla strada di un maggior sviluppo e prendiamo atto di questa iniziativa quale augurio per il 1950.

N. d. R.

Il titolo di questa nota è chiaramente indicativo. La Radio Italiana nel momento in cui si accinge a dare forma particolareggiata alla preparazione del Terzo Programma — passando così dalla fase ideativa ed orientativa a quella di predisposizione organica — desidera essere sorretta e consigliata dalla cordiale collaborazione del pubblico.

E l'invito è rivolto a tutti: agli ascoltatori di ogni categoria, agli uomini delle lettere, del teatro e della musica, ai giornalisti ed ai critici.

E qui cade opportuna una breve parentesi: la RAI chiede apertamente a tutti di collaborare e non pone limiti: bene accetta sarà quindi la critica, anche se aspra e severa, purchè promossa dal presupposto dell'interesse degli ascoltatori o di quello più alto della cultura nazionale; non potranno trovare nè considerazione nè risposta le critiche o i suggerimenti ispirati da interessi privati di gruppi o di categorie.

La discussione sul Terzo Programma è aperta, dunque, a tutti allo stesso modo che, in genere, lo è quella sul nuovo ordinamento dei programmi radiofonici tracciato nell'articolo pubblicato sul *Radiocorriere* del 2 ottobre col titolo « *Presupposti e problemi sulla soglia del secondo venticinquennio* ».

Il concetto informativo dei tre programmi.

Se volessimo usare il sistema di esprimere concetti complessi con formule riepilogative e sintetiche, potremmo dire che il programma nazionale vuole rispondere alla necessità d'informare e intrattenere gli ascoltatori soddisfacendo le più diverse esigenze, attraverso il succedersi, nella stessa giornata radiofonica, di trasmissioni diversissime tra loro comprendenti le più svariate espressioni informative, musicali, artistiche e ricreative.

Il Primo Programma, quindi, dovrà essere congegnato in modo da consentire ad ogni ascoltatore di trovare nel corso della giornata per lo meno una trasmissione, se non più, rispondente al suo particolare gusto ed alla sua particolare preferenza. E ciò senza che le altre trasmissioni della giornata costituiscano per lui alcunchè di inascoltabile, privo di ogni interesse ricreativo, educativo o di curiosità.

Il Secondo Programma invece — quello che con una indicazione per ora non definitiva ma abbastanza espressiva si è chiamato *leggero* — dovrà essere orientato, come tendenza prevalente, verso lo scopo di rispondere, nella misura più larga e più completa possibile, ai desideri dei più larghi strati del pubblico, lasciando in sottordine certi doveri e compiti generali della radiofonia, pur insistendo per contro sulla necessità di realizzare costantemente un alto livello sia nella scelta dei programmi sia nella loro esecuzione.

Il Terzo Programma dovrà invece rovesciare nettamente la precedente impostazone programmatica, ponendo in primo piano gli scopi culturali ed artistici della radiofonia. E questo con piena indipendenza da ogni valutazione puramente statistica tendente a dimostrare che un programma, così concepito, può dare soddisfazione solo ai desideri di una stretta minoranza.

Orientamenti del terzo programma italiano.

Quale sarà l'orientamento del Terzo Programma italiano? Risponderà più ai concetti metodici di divulgazione dell'alta cultura — letteraria, teatrale, scientifica, musicale — che caratterizzano il Terzo Programma inglese, oppure sarà orientato verso quella ricerca del nuovo e dell'originale che agita il programma francese?

Noi preferiamo attendere prima di dare una risposta. Però è pacifico che il Terzo Programma italiano dovrà rappresentare un qualche cosa di diverso, che lo distingua nettamente dagli altri confratelli stranieri più anziani. Abbiamo già affermato che il Terzo Programma italiano dovrà rispondere più alle necessità generali, ai doveri sociali e culturali della radiofonia, che non alla interpretazione dei desideri del pubblico, specie se questa interpretazione dovesse essere commisurata secondo dati statistici indicativi delle preferenze delle masse. Ma noi vogliamo tendere ad un Terzo Programma che, pur non tradendo quella sua missione, eviti nello stesso tempo il pericolo di trasformarsi in una consorteria radiofonica, in un rifugio sterile di piccoli nuclei di privilegiati.

Anche se, in un primo tempo, esso darà soddisfazione ad una minoranza abituata a considerare familiari i problemi ch'esso agiterà e divulgherà, il Terzo Programma dovrà tendere ad esercitare un forte potere di attrazione su tutti coloro che, agli stessi problemi, ambiscono avvicinarsi in un impulso spontaneo teso al miglioramento della propria personalità etica ed intellettuale.

Il Terzo Programma dovrà quindi tendere a far sì che le minoranze rappresentanti in un primo tempo la sua clientela abituale, si traducano, col passare degli anni, se non in maggioranza, in schiere sempre più nutrite di affezionati ascoltatori. E forse per raggiungere questo scopo non è improbabile che si debba seguire un concetto non completamente rigido racchiudente in sè tutte le esperienze utili già fatte in altri Paesi: trasmissioni di alta cultura, espressioni artistiche, musicali, letterarie e teatrali esposte secondo criteri organici, ed anche concezioni nuove ed espressioni più spiccatamente radiofoniche.

Se a tutto questo quadro, che in fondo abbraccia quel che di meglio caratterizza il Terzo Programma inglese e il Terzo Programma francese, si potrà aggiun-

gere anche un notevole sviluppo della ritrasmissione delle più significative realizzazioni radiofoniche estere, ne potrà scaturire un Terzo Programma perfettamente rispondente agli scopi generali della radiofonia e allo stesso tempo vivo, pieno di interesse e capace di suscitare larga simpatia fra gli ascoltatori.

Se poi, infine, questo concetto informativo sarà integrato da una maggiore elasticità nella meccanica dell'ordinamento dei programmi — attuabile con lo sganciarli dai punti fissi e dagli schemi obbligati, in modo da creare la possibilità di una curiosità sempre viva — potremo raggiungere quello scopo, verso il quale puntiamo, di assolvere nel contempo un preciso dovere senza creare per contro vaste zone di diffidenza, di ostilità o, ancor peggio, d'indifferenza.

Ma, come abbiamo detto all'inizio, questo articolo non vuole risolvere il problema di come deve nascere e articolarsi il Terzo Programma italiano: esso ha lo scopo invece di tracciare il quadro e di mettere in risalto i punti essenziali. Dal susseguirsi e dallo svilupparsi della discussione, aperta a tutti, potranno sorgere gli elementi correttivi ed orientativi necessari per arrivare alla formulazione definitiva, con le maggiori probabilità di aver scelto veramente la via giusta.

La parola è quindi ora a tutti coloro che, seguendoci nel nostro lavoro, vorranno darci il conforto della loro opinione e del loro giudizio.

(469)

SALVINO SERNESI

NOTIZIE BREVI

(continua da pag. 135)

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA IN GERMANIA

Per sopperire al limitato numero di frequenze assegnate alla Germania in base al piano di Copenaghen è stato deciso di utilizzare una vasta rete di stazioni a modulazione di frequenza funzionanti entro la gamma da 88 a 100 MHz.

Il progetto prevede l'installazione di ben 54 trasmettitori nella zona americana della Germania che com'è noto è ricca di numerosi e relativamente piccoli centri abitati. La potenza dei trasmettitori sarà compresa fra 0,25 e 10 kW.

Nella zona britannica è invece prevista l'installazione di tre trasmettitori da erigersi ad Amburgo, Hannover e nella Ruhr.

(463/195) (*Wireless World*).

DECESSO DEL CAV. PATRIA

Al momento di andare in macchina apprendiamo la dolorosa notizia della morte del *Cav. Enrico Patria*, Capo ufficio dell'Azienda dei Telefoni di Stato di Torino e Presidente della Commissione di Vigilanza alle Radioaudizioni.

Egli era nato a Brusalla in provincia di Genova nel 1886 e lascia la moglie e tre figli. E' spirato il 21 dicembre ultimo scorso dopo una lunga malattia che lo teneva a letto da tempo.

« *Elettronica e Televisione* », ricordando la bontà e l'operosità dello Scomparso, porge alla Famiglia le più vive condoglianze. (471/197)

COMUNICATI DELLA DIREZIONE

PRENOTAZIONE DI ELETTRONICA

Coloro che desiderano ricevere la Rivista franco di porto possono prenotarla, inviando vaglia di

L. **225** (duecentoventicinque)

per ogni copia all'Amministrazione: Via Garibaldi 16, Torino

CAMBIO INDIRIZZO

Per i cambi di indirizzo unitamente al nuovo indirizzo scritto in forma precisa e chiara (possibilmente a macchina) restituire la fascetta con il vecchio indirizzo allegando L. 50 in francobolli.

AVVISO AI LETTORI

Per irregolarità amministrativa di alcuni distributori, in alcune località la rivista non verrà più distribuita regolarmente. Pertanto coloro che desiderano averla potranno rivolgersi direttamente alla nostra Amministrazione, Torino - Via Garibaldi 16, inviando vaglia di L. 225 (duecentoventicinque), la riceveranno franco di porto.

ANALISI DEL FUNZIONAMENTO DI UN NUOVO RIVELATORE DI FREQUENZA (*)

dott. ing. GIUSEPPE ZANARINI

SOMMARIO. Si analizza un nuovo circuito rivelatore di frequenza dal punto di vista della distorsione di non linearità intrinseca: vengono determinati i valori minimi teorici della distorsione armonica e dell'intermodulazione in funzione dei parametri del circuito e della deviazione di frequenza.
I risultati del calcolo sono compendiati in alcuni diagrammi che possono essere utilizzati in sede di progetto, per stabilire direttamente la condizione-base che deve essere soddisfatta perchè la distorsione di non linearità sia contenuta entro un limite prefissato.

RÉSUMÉ: On analyse un nouveau circuit détecteur de fréquence du point de vue de la distorsion non linéaire et on déduit le minimum théorique de la distorsion harmonique et de l'intérmodulation en fonction des paramètres du circuit et de la déviation de fréquence.
Les résultats du calcul sont exposés dans des diagrammes utilisables pour contrôler un récepteur à F. M. et établir directement les conditions limites aux quelles il doit satisfaire afin de limiter la distorsion non linéaire à une valeur préalablement déterminée.

SUMMARY: A new frequency detector circuit is analysed from the view point of the distorsion of intrinsic non linearity; the minimum theorical values of armonic distorsion and of the intermodulation as a function of circuit parameters and of the frequency deviation are fixed.
The obtained results are abridged in diagrams, suitable for planning purposes when it is essential to establish directly the main condition to be satisfied if the non linearity distorsion should be contained within a prefixed limit.

1. Introduzione.

Nei radioricevitori a modulazione di frequenza il circuito rivelatore rappresenta uno dei punti cruciali e merita una speciale considerazione.

Tutti i sistemi di rivelazione di frequenza noti sino ad oggi presentano infatti caratteristiche di criticità che non si riscontrano nei rivelatori di onde modulate in ampiezza; ciò dipende dal fatto che la rivelazione di frequenza implica una serie di trasformazioni successive alcune delle quali dipendono strettamente dai parametri del circuito i cui valori ottimi rimangono circoscritti entro limiti molto ristretti.

Il corretto funzionamento di un rivelatore di frequenza può quindi essere ottenuto soltanto con un esatto dimensionamento e un'accurata taratura, che debbono mantenersi ben stabili nel tempo; gl'inconvenienti che altrimenti possono manifestarsi non si limitano ad una diminuzione di sensibilità, ma si traducono in distorsioni di non linearità di entità considerevole, tale cioè da compromettere l'esito dell'intero ricevitore.

Indipendentemente dal sistema di rivelazione adottato appare dunque essenziale un'esatta conoscenza dei fattori che ne determinano le principali caratteristiche onde poter procedere a un dimensionamento che assicuri l'ottenimento dei requisiti richiesti con un sufficente margine di sicurezza.

In queste note, tralasciando l'esame dei sistemi più conosciuti su cui esiste già un'ampia documentazione tecnica, ci proponiamo di analizzare un tipo di rivelatore di frequenza molto recente, dal punto di vista della distorsione di non linearità e di definire le condizioni che debbono essere soddisfatte perchè il livello di distorsione non superi un valore prestabilito.

2. Funzionamento del nuovo rivelatore di frequenza.

Il funzionamento del nuovo circuito è basato sulle proprietà dei filtri di banda e sulle speciali caratteristiche di un tubo plurigriglia espressamente progettato per essere utilizzato come *rivelatore lineare di fase* (« enneodo » EQ40 ed EQ80, costruiti dalla Philips; i due tipi differiscono soltanto nello zoccolo).

Questo tubo su cui il lettore può trovare un'interessante documentazione in un altro articolo di questa

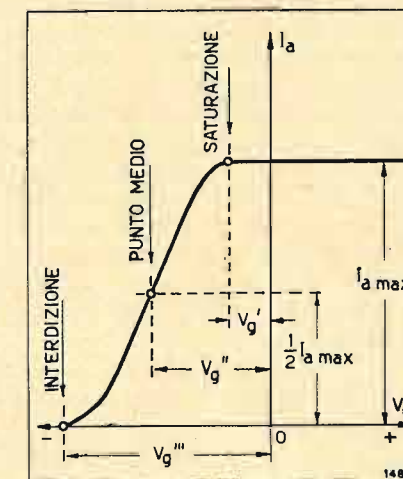



FIG. 1 - Andamento della caratteristica $I_a = f(V_g)$ del tubo EQ 40; la V_g s'intende applicata a una delle due griglie di comando, mentre l'altra si suppone collegata al catodo o positiva rispetto ad esso. Per $V_g > V_g'$ la $_a$ rimane costante.

(*) Pervenuto alla Redazione il 2-IX-1949. (430)

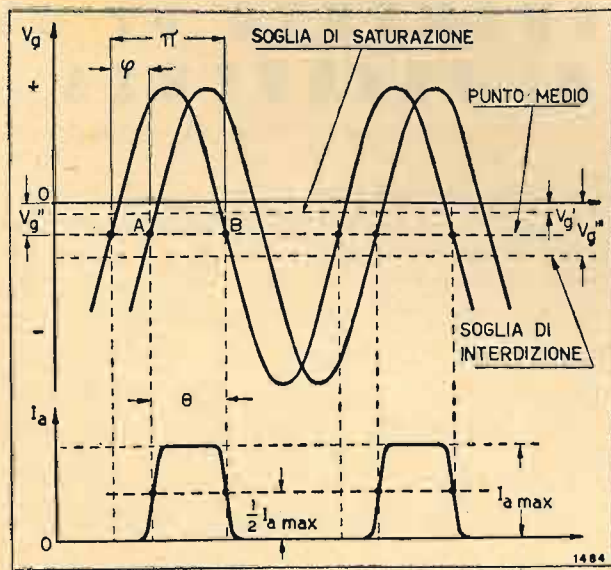



Fig. 2 - Andamento della corrente anodica del tubo EQ 40 quando alle griglie di comando vengono applicate due tensioni sinoidali di forte ampiezza sfasate dell'angolo φ. Se la polarizzazione base è pari a V_g'' (fig. 1) la corrente anodica fluisce in una frazione di periodo $\theta = \pi - \varphi$.

rivista ([1]), presenta due proprietà fondamentali per l'uso cui è destinato.

La prima, che è inerente alla particolare struttura interna, risulta chiaramente dalla caratteristica mutua tracciata in figura 1 nell'ipotesi che una delle due griglie di comando sia equipotenziale col catodo; in ascisse è riportata la polarizzazione dell'altra griglia e in ordinate la corrente anodica; con V_g', V_g'' e V_g''' si sono indicate rispettivamente la soglia di saturazione, la tensione di polarizzazione normale e la soglia di interdizione. Il tratto di caratteristica mutua compreso fra V_g''' e V_g' presenta un andamento del tutto normale; il tratto a destra di V_g' mostra invece che per tensioni superiori (in senso positivo) a V_g' la corrente anodica mantiene un valore perfettamente costante. Questa caratteristica, che abbiamo controllato anche sperimentalmente, conferisce al tubo spiccate proprietà limitatrici che, come si vedrà in seguito, ne rendono il funzionamento largamente indipendente dall'ampiezza dei segnali di comando.

La seconda proprietà deriva dal fatto che le due griglie di comando sono disposte concentricamente e posseggono all'incirca la medesima sensibilità; la corrente anodica può essere quindi interdetta agendo sull'una o sull'altra griglia indifferentemente.

Se allora si applicano a queste griglie due tensioni sinoidali isofrequenziali di sufficente ampiezza, la corrente anodica fluirà soltanto nelle frazioni di periodo in cui ambedue le griglie superano il potenziale d'interdizione; l'angolo di circolazione θ della corrente anodica dipenderà perciò dalla fase relativa φ delle due sinusoidi e, sotto certe condizioni, varierà linearmente con essa.

Le figure 2 e 3 pongono in evidenza queste condizioni. La figura 2 mostra che, se l'ampiezza delle due sinusoidi che comandano il tubo è notevolmente superiore a V_g'''-V_g', la corrente anodica del medesimo risulta costituita da una successione d'impulsi trapezoidali, in ragione di uno per ogni periodo. Ne consegue che nell'intervallo di un periodo il valor medio I_{am} della corrente anodica è proporzionale all'area di ciascun impulso.

È facile convincersi che se la polarizzazione base del tubo è pari a V_g'' (corrispondente, nel grafico di fig. 1, a $I_a = I_{a\,max}/2$) detto valor medio diviene indipendente dall'ampiezza dei segnali di comando, sempreché questa non scenda al disotto di un determinato limite. Infatti, poichè il valor massimo della corrente anodica $I_{a\,max}$ è costante, le variazioni in ampiezza delle tensioni di comando si traducono in variazioni della pendenza dei fianchi dei trapezi che rappresentano gli impulsi di corrente. Se, come mostra la fig. 3*a*, tali fianchi ruotano attorno a punti di ordinata $1/2\, I_{a\,max}$, l'area del trapezio rimane invariata e tutto avviene come se l'impulso di corrente fosse rettangolare e l'angolo di circolazione coincidesse con $\theta = \pi - \varphi$ ove φ è l'angolo di fase delle due sinusoidi di comando.

Ciò si verifica quando gli *zeri* delle sinusoidi corrispondono a una corrente anodica pari a $I_{a\,max}/2$, il che comporta una polarizzazione base del tubo pari a V_g'' (la figura 2 mostra, infatti, che in corrispondenza dei punti A e B una delle due sinusoidi passa per lo zero mentre l'altra presenta un valore istantaneo positivo; una delle due griglie di comando del tubo viene quindi ad essere positiva rispetto al catodo, condizione questa equivalente a quella che si è assunta come ipotesi nel tracciamento della caratteristica di fig. 1). Supponendo soddisfatta quest'ultima condizione e ricordando che I_{am} è proporzionale a $\theta = \pi - \varphi$, si può dunque scrivere:

$$\Delta I_{am} = -S \Delta\varphi \qquad [1]$$

in cui S è una costante che identifica le sensibilità del tubo come rivelatore di fase.

Se, invece, come è rappresentato in figura 3 *b*, i fianchi del trapezio ruotano intorno a punti di ordinata diversa da $I_{a\,max}/2$, ciò che corrisponde a una polarizzazione base diversa da V_g'', l'area dell'impulso diviene evidentemente funzione dell'ampiezza dei segnali di comando e la corrente anodica media I_{am} non può più essere ritenuta funzione del solo angolo φ.

Le considerazioni precedenti mostrano che il tubo EQ40 è in grado di funzionare come puro rivelatore lineare di fase soddisfacendo a condizioni relativamente poco critiche: tensioni di comando sufficentemente elevate ed opportuno valore della polarizzazione base.

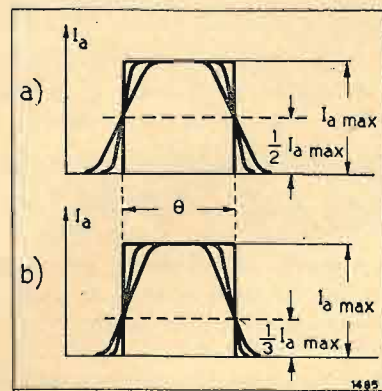



Fig. 3 - Effetto della variazione dell'ampiezza dei segnali di comando; *a*) la polarizzazione base del tubo si suppone uguale a V_g'' (fig. 1); l'area dell'impulso di corrente anodica è indipendente dalla ampiezza dei segnali di comando; *b*) la polarizzazione base è diversa da V_g''; l'area dell'impulso di corrente è funzione dell'ampiezza delle tensioni di comando.

([1]) Si veda: G. Dilda, *Il rivelatore di fase Philips EQ 40*. « Elettronica e Televisione », IV, n. 6, sett. 1949, p. 227.

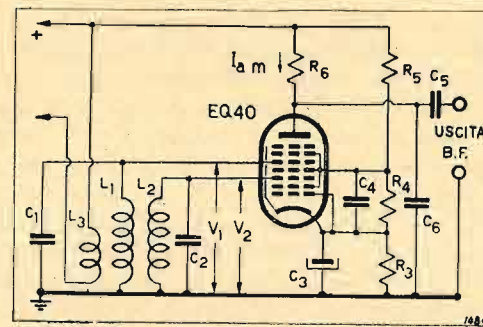



Fig. 4 - Schema completo del nuovo rivelatore di frequenza. Il filtro di banda $L_1C_1 - L_2C_2$ trasforma le deviazioni di frequenza in variazioni dell'angolo di fase fra V_1 e V_2; il tubo EQ 40 rivela le variazioni di fase.

Senonchè per conseguire la rivelazione di frequenza occorre far precedere il tubo da un circuito atto a trasformare deviazioni di frequenza in deviazioni di fase con sufficente linearità. Questa trasformazione, che di solito viene effettuata sfruttando talune proprietà dei filtri di banda, assume un ruolo determinante agli effetti delle caratteristiche del rivelatore e presenta alcuni aspetti delicati che meritano un'analisi accurata.

In figura 4 è rappresentato lo schema completo del rivelatore. Il filtro di banda è costituito dai due circuiti antirisonanti L_1C_1 ed L_2C_2, isocroni ed accordati sulla frequenza intermedia del ricevitore.

Il segnale a F.I. viene indotto in L_1 per mezzo di un avvolgimento ausiliario L_3 strettamente accoppiato; tale avvolgimento fa parte del circuito anodico dell'ultimo tubo amplificatore a F.I. che non è rappresentato in figura. Le tensioni a F.I. V_1 e V_2, che si sviluppano ai terminali del filtro di banda, pilotano le due griglie di comando del tubo EQ40. Il catodo e le griglie-schermo di quest'ultimo vengono polarizzati positivamente per mezzo del partitore resistivo R_3-R_4-R_5; le tensioni di polarizzazione debbono essere scelte in modo da assicurare le migliori condizioni di funzionamento del tubo come rivelatore lineare di fase, in conformità a quanto si è detto precedentemente. I condensatori C_3 e C_4 stabilizzano dette tensioni cortocircuitando verso massa le correnti a radio ed audiofrequenza. Il carico anodico è costituito dal gruppo R_6-C_6 la cui costante di tempo deve essere grande rispetto al periodo della F.I.; quest'ultima e le sue armoniche vengono così eliminate e la tensione utile erogata dal tubo risulta uguale al prodotto di R_6 per le variazioni ΔI_{am} della corrente anodica media.

Il funzionamento del circuito è illustrato in figura 5; in essa le due sinusoidi rappresentano le tensioni V_1 e V_2 del filtro di banda. Quando la frequenza del segnale entrante coincide con quella di risonanza f_0 del filtro, V_1 e V_2 sono in quadratura, ossia $\varphi = 90°$; in tal caso anche l'angolo di circolazione $\theta = \pi - \varphi$ della corrente anodica del tubo, è uguale a 90° e si ha quindi $I_{am} = 0{,}25\ I_{a\,max}$.

Se invece la frequenza in arrivo oscilla simmetricamente attorno ad f_0, anche φ e θ oscillano intorno a $\pi/2$ e la corrente anodica media del tubo varia simmetricamente attorno al valore centrale che, come si è detto, è pari a 1/4 di quello di saturazione.

Supponendo soddisfatte le sopraenunciate condizioni di non distorsione, la variazione della corrente anodica media del tubo risulta proporzionale alla variazione dell'angolo di fase φ fra V_1 e V_2; perchè l'intero circuito si comporti linearmente occorre dunque che la variazione di φ sia proporzionale alla deviazione Δf della frequenza del segnale in arrivo. Questa condizione non è raggiungibile in modo rigoroso per questioni di principio, ma può essere realizzata con approssimazione sufficente per gli scopi pratici dimensionando convenientemente il filtro di banda; la distorsione di non linearità intrinseca (ossia quella minima possibile) del circuito è quindi funzione del legame intercorrente fra $\Delta\varphi$ e Δf che ora determineremo.

3. Comportamento del filtro di banda come trasformatore di deviazioni di frequenza in deviazioni di fase.

In figura 6 è rappresentato il circuito equivalente del filtro di banda che compare nello schema di figura 4. Posto:

V_i = tensione indotta in L_1
ω = pulsazione di V_i
Z_2 = impedenza serie del secondario considerato a se stante
M = mutua induttanza fra L_1 ed L_2
I_1 = corrente circolante nella maglia primaria
I_2 = corrente circolante nella maglia secondaria
V_1 = tensione fra i terminali di C_1.
V_2 = tensione fra i terminali di C_2.
$\varepsilon_2 = \omega_0 L_2 / R_2$ = coefficente di risonanza del secondario
$\omega_0 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ = pulsazione di risonanza del secondario

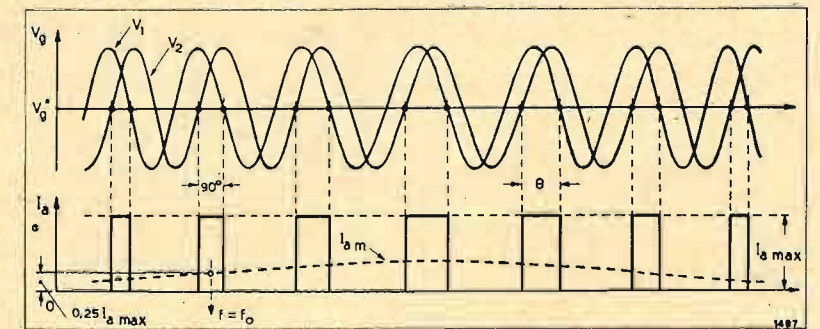



Fig. 5 - Illustrazione del funzionamento del circuito di fig. 4. Le variazioni dell'angolo di fase φ fra V_1 e V_2, conseguenti all'azione del filtro di banda, si traducono in variazioni proporzionali dell'angolo di circolazione θ della corrente anodica del tubo. La linea a tratti rappresenta la corrente anodica media I_{am} la quale varia linearmente con θ

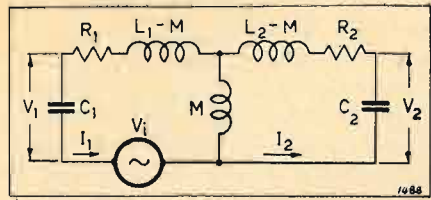



FIG. 6 - Schema equivalente del filtro di banda facente parte del circuito di figura 4.

la condizione di equilibrio della maglia secondaria si scrive:

$$[2] \quad I_2 \left[R_2 + j\omega (L_2 - M) + j\omega M - \frac{j}{\omega C_2} \right] + j\omega M I_1 = 0 \, .$$

L'espressione in parentesi quadra identifica l'impedenza Z_2 del secondario; la [2] può quindi assumere la forma più semplice:

$$I_2 Z_2 + j\omega M I_1 = 0$$

da cui:

$$[3] \quad \frac{I_1}{I_2} = j \frac{Z_2}{\omega M}$$

D'altra parte essendo: $V_1 = -j \dfrac{I_1}{\omega C_1}$ e $V_2 = -j \dfrac{I_2}{\omega C_2}$

in base alla [3] si ottiene:

$$[4] \quad \frac{V_1}{V_2} = j \frac{Z_2}{\omega M} \frac{C_2}{C_1}$$

la quale identifica in modo tutt'affatto generale la relazione intercorrente fra le tensioni che vengono applicate al tubo rivelatore di fase (si veda la fig. 4).

La condizione di quadratura di V_1 rispetto a V_2 implica evidentemente che Z_2 sia reale; ciò si verifica in condizioni di risonanza del secondario, ossia per $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$.

Per $\omega = \omega_0$ risulta infatti $Z_2 = R_2$, onde:

$$[5] \quad \frac{V_1}{V_{2\,(\omega=\omega_0)}} = j \frac{R_2}{\omega_0 M} \frac{C_2}{C_1} \, ; \qquad \varphi_0 = 90^\circ \, .$$

L'impedenza Z_2 del secondario si può anche esprimere con la nota relazione:

$$[6] \quad Z_2 = R_2 (1 + j\varepsilon_2 \beta)$$

ove:

$$\beta = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega$$

è la *dissintonia*.

Tenendo conto della [6], la [4] si può scrivere:

$$[7] \quad \frac{V_1}{V_2} = j (1 + j\varepsilon_2 \beta) \frac{R_2}{\omega M} \frac{C_2}{C_1} \, .$$

Poichè la quantità che segue la parentesi è reale, l'angolo di fase φ fra V_1 e V_2 risulta definito dalla relazione:

$$[8] \quad \varphi = 90^\circ + \mathrm{arctg}\, (\varepsilon_2 \beta) \, .$$

La deviazione di fase $\Delta\varphi$ rispetto alla perfetta quadratura viene allora espressa da:

$$[9] \quad \Delta\varphi = \mathrm{arctg}\, (\varepsilon_2 \beta) \, .$$

Lo sviluppo della [9], che sarà oggetto dei paragrafi seguenti, consente di determinare la caratteristica di rivelazione in funzione del coefficente di risonanza ε_2 del secondario e della dissintonia β che è, a sua volta, funzione della deviazione di frequenza Δf.

È interessante osservare che i parametri del primario non influiscono sul valore di $\Delta\varphi$; ciò è stato verificato anche sperimentalmente, ma non è lecito dedurre per questo che tali parametri non abbiano importanza agli effetti del funzionamento del circuito. Infatti, per quanto si è detto nel 2° paragrafo, è conveniente che le due tensioni V_1 e V_2 abbiano la medesima ampiezza; per $\omega = \omega_0$ ciò implica che sia soddisfatta la condizione:

$$[10] \quad \frac{R_2}{\omega_0 M} \frac{C_2}{C_1} = 1 \, .$$

D'altra parte è anche desiderabile che il responso del filtro di banda sia il più possibile uniforme nella gamma di funzionamento, onde evitare che si formi localmente una modulazione di ampiezza che causerebbe distorsioni sensibili nella ricezione di segnali deboli (per i quali la limitazione diviene inefficente). Inoltre è sempre buona norma ridurre al minimo la modulazione di ampiezza locale al fine di porre il tubo rivelatore nelle condizioni più favorevoli. In un filtro di banda con due circuiti isocroni il responso più uniforme viene ottenuto, a parità di altre condizioni, quando l'accoppiamento raggiunge il valore critico. Si dimostra facilmente che, assumendo per M il valore critico Mc, risulta:

$$[11] \quad \frac{R_2}{\omega_0 M_c} = \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \cdot \frac{C_1}{C_2}}$$

ove ε_1 è il coefficente di risonanza del primario.

Tenendo conto della [11], la [10] si può scrivere:

$$[12] \quad \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \cdot \frac{C_2}{C_1} = 1 \, .$$

Fra i vari responsi che possono essere ottenuti mantenendo $M = M_c$ e variando il rapporto $\varepsilon_1/\varepsilon_2$ quello migliore, dal punto di vista dell'uniformità, si ha quando $\varepsilon_1/\varepsilon_2 = 1$.

Si può dunque concludere che la condizione più favorevole viene raggiunta accoppiando al punto critico due circuiti antirisonanti identici.

Ciò posto per completare l'analisi del rivelatore non resta che definire l'influenza del coefficiente di risonanza ε_2 sulla distorsione di non linearità.

4. Sviluppo dell'espressione della deviazione di fase.

Riprendiamo in esame l'espressione della dissintonia:

$$\beta = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega = f/f_0 - f_0/f \, .$$

Se Δf è la deviazione di frequenza intorno a f_0, si può scrivere: $f = f_0 + \Delta f$ onde:

$$[13] \quad \beta = 1 + \frac{\Delta f}{f_0} - \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta f}{f_0}} \, .$$

Se il segnale considerato è modulato in frequenza, Δf è una funzione del tempo; supponiamo per semplicità che tale funzione sia alternativa e denominiamo con m il rapporto fra il suo valor massimo ed f_0. Possiamo allora scrivere:

$$\Delta f = m f_0 \cdot \psi(t)$$

ossia:

$$[14] \quad \frac{\Delta f}{f_0} = m \cdot \psi(t)$$

in cui la $\psi(t)$ è una funzione alternativa del tempo con valore massimo unitario.

Sostituendo nella [13] si ottiene:

$$\beta = 1 + m \cdot \psi(t) - \frac{1}{1 + m\psi(t)} \, .$$

Sviluppando in serie la frazione del 2° membro e ordinando risulta:

$$[15] \quad \beta = 2m \cdot \psi(t) - m^2 [\psi(t)]^2 + m^3 [\psi(t)]^3 - \ldots$$

Nei casi che interessano la pratica m è molto piccolo (dell'ordine di 10^{-2}) e la serie risulta rapidamente convergente. Possiamo quindi scrivere, commettendo un errore trascurabile (<1 %):

$$[16] \quad \beta = 2m \cdot \psi(t) \, .$$

D'altra parte sviluppando la [9] in serie di potenze si ottiene:

$$\Delta\varphi = \varepsilon_2 \beta - \frac{1}{3} \varepsilon_2^3 \beta^3 + \frac{1}{5} \varepsilon_2^5 \beta^5 - \frac{1}{7} \varepsilon_2^7 \beta^7 + \frac{1}{9} \varepsilon^9 \beta^9 - \ldots$$

Sostituendo a β il valore dato dalla [16] si ottiene infine:

$$[17] \quad \Delta\varphi = 2\varepsilon_2 m \cdot \psi(t) - \frac{8}{3} \varepsilon_2^3 m^3 [\psi(t)]^3 + \frac{32}{5} \varepsilon_2^5 m^5 [\psi(t)]^5 - $$
$$ - \frac{128}{7} \varepsilon_2^7 m^7 [\psi(t)]^7 + \frac{512}{9} \varepsilon_2^9 m^9 [\psi(t)]^9 - \ldots$$

La [17] identifica il valore istantaneo della deviazione dell'angolo di fase $\Delta\varphi$ delle due tensioni del filtro di banda rispetto all'esatta quadratura. Se sono dati m ed ε_2 tale valore può essere calcolato qualora sia nota la funzione modulante $\psi(t)$; non solo ma possono anche essere computate le armoniche e le frequenze di combinazione che compaiono nell'espressione di $\Delta\varphi$.

Dato che, come si è già dimostrato, il tubo è in grado di rivelare linearmente la deviazione di fase $\Delta\varphi$ le armoniche e le frequenze di combinazione suddette rappresentano la distorsione *minima* che può essere raggiunta con il sistema di rivelazione di frequenza in esame.

Analizzeremo due casi tipici: nel primo caso supporremo la $\psi(t)$ sinoidale e calcoleremo la distorsione armonica. Poichè per $\varepsilon_2 m > 0{,}2$ la serie è lentamente convergente, prenderemo in considerazione tutti i termini scritti nella [17]; con ciò l'approssimazione si manterrà ottima sino ad $\varepsilon_2 m \cong 0{,}4$ che è il limite massimo che può interessare nelle applicazioni pratiche.

Nel secondo caso supporremo che la $\psi(t)$ sia la somma di due sinusoidi di diversa frequenza con la condizione che il valore massimo risultante sia ancora unitario e calcoleremo la distorsione d'intermodulazione. Uniformandoci ad una convenzione che è ormai entrata nell'uso comune, ammetteremo a priori che le due sinusoidi differiscano in ampiezza di 12dB, assegnando l'ampiezza maggiore a quella di frequenza più bassa e calcolando l'intermodulazione con riferimento all'ampiezza della componente di frequenza più elevata. In considerazione della maggiore complessità del calcolo limiteremo, in questo secondo caso, la [17] ai termini di 7° grado inclusi ciò che, per valori di $\varepsilon_2 m$ non superiori a 0,4, porta a un errore massimo inferiore al 5 % della grandezza calcolata.

5. Calcolo della distorsione armonica.

Posto:

$$[18] \quad \psi(t) = \cos \omega_1 t$$

in cui ω_1 è la pulsazione della funzione modulante, operiamo la sostituzione nella [17] includendo tutti i termini sino al nono grado. Eseguendo i calcoli e riordinando si ottiene:

$$[19] \quad \Delta\varphi = \cos\omega_1 t [2\varepsilon_2 m - 2\varepsilon_2^3 m^3 + 4\varepsilon_2^5 m^5 - $$
$$ - 10\varepsilon_2^7 m^7 + 28\varepsilon_2^9 m^9] - $$
$$ - \cos 3\omega_1 t \left[\frac{2}{3} \varepsilon_2^3 m^3 - 2\varepsilon_2^5 m^5 + 6\varepsilon_2^7 m^7 - \frac{56}{3} \varepsilon_2^9 m^9 \right] + $$
$$ + \cos 5\omega_1 t \left[\frac{2}{5} \varepsilon_2^5 m^5 - 2\varepsilon_2^7 m^7 + 8\varepsilon_2^9 m^9 \right] - $$
$$ - \cos 7\omega_1 t \left[\frac{2}{7} \varepsilon_2^7 m^7 - \varepsilon_2^9 m^9 \right] + $$
$$ + \cos 9\omega_1 t \left[\frac{2}{9} \varepsilon_2^9 m^9 \right] .$$

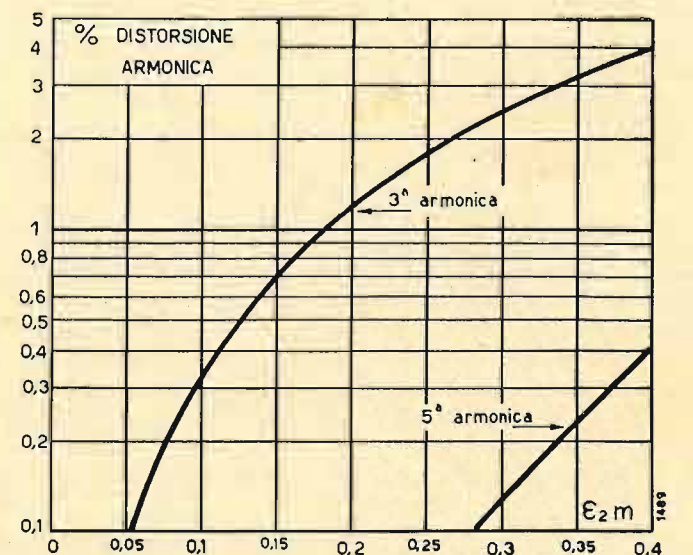



FIG. 7 - Distorsione intrinseca del rivelatore nel caso di una funzione modulante sinoidale. ε_2 = coefficiente di risonanza del secondario del filtro di banda; m = « deviazione di frequenza massima/frequenza centrale » = f/fo.

La [19] mostra che l'espressione di $\Delta\psi$ contiene esclusivamente armoniche dispari della funzione modulante. Un calcolo più rigoroso, effettuabile tenendo conto anche del 2° termine dello sviluppo in serie della dissintonia β, mostrerebbe che sono presenti anche le armoniche pari; la loro ampiezza dato il piccolo valore di m, non raggiungerebbe però qualche decimo per mille della fondamentale ed è quindi trascurabile.

La [19] può essere posta sotto la forma:

$$[20] \quad \Delta\varphi = K_1 \cos\omega_1 t - K_3 \cos 3\omega_1 t + K_5 \cos 5\omega_1 t - - K_7 \cos 7\omega_1 t + K_9 \cos 9\omega_1 t$$

ove con K_1, K_3, ...si sono indicate le quantità in parentesi quadra della [19]. Risulta allora immediatamente:

$$\text{percentuale } 3^a \text{ armonica} = D_3 = \frac{K_3}{K_1} \cdot 100\ \%$$

$$\text{percentuale } 5^a \text{ armonica} = D_5 = \frac{K_5}{K_1} \cdot 100\ \%$$

$$\text{percentuale } 7^a \text{ armonica} = D_7 = \frac{K_7}{K_1} \cdot 100\ \%$$

$$\text{percentuale } 9^a \text{ armonica} = D_9 = \frac{K_9}{K_1} \cdot 100\ \%$$

$$\text{distorsione risultante} = D = \sqrt{D_3^2 + D_5^2 + D_7^2 + D_9^2}\ \%.$$

Eseguendo il calcolo numerico si constata che per $m\varepsilon_2 \leq 0,4$ l'ampiezza delle armoniche superiori alla 5ª è trascurabile mentre la distorsione totale coincide praticamente con quella di 3ª armonica. Ciò non significa che la [17] possa essere arrestata a un termine di grado inferiore al nono; invero i termini di grado 5°, 7° e 9° influiscono sensibilmente sui valori di K_1 e di K_3 che definiscono rispettivamente le ampiezze della fondamentale e della 3ª armonica.

I risultati del calcolo numerico sono riportati nei due diagrammi di figura 7 e di figura 8. Il primo è di carattere generale e fornisce la distorsione di 3ª e di 5ª armonica in funzione di $\varepsilon_2 m$. Il secodo si riferisce al caso particolare in cui $f_0 = 10\,700$ kHz (valore normale della frequenza intermedia dei ricevitori a MF) e fornisce direttamente la distorsione armonica totale in funzione della deviazione massima di frequenza Δf e del coefficente di risonanza ε_2 del secondario del filtro di banda.

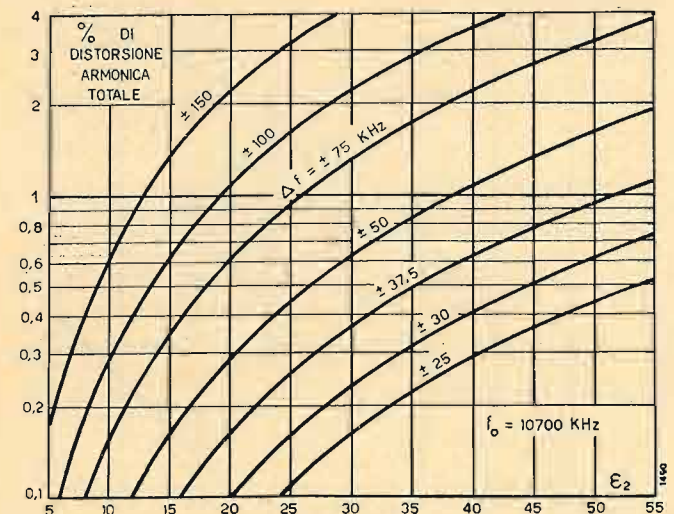



Fig. 8 - Distorsione armonica del rivelatore nel caso particolare in cui $f_0 = 10700$ kHz (funzione modulante sinoidale), Δf = deviazione massima di frequenza; ε_2 = coefficiente di risonanza del secondario del filtro di banda.

Questi diagrammi consentono di determinare con immediatezza il valore massimo di ε_2 compatibile con una distorsione armonica assegnata. Si supponga per esempio che la deviazione massima di frequenza sia di ± 75 kHz intorno a 10.700 kHz e che non debba essere superata una distorsione armonica del 2 %. Se si potesse contare su di un'assoluta precisione di sintonizzazione e su di una perfetta stabilità dell'oscillatore di conversione, in base al grafico di figura 8, si avrebbe la condizione: $\varepsilon_2 \leq 37,5$. Considerando però un errore globale di sintonizzazione dell'ordine di ± 25 kHz (comprendendosi in esso l'instabilità dell'oscillatore di conversione) converrà assumere per Δf un valore dell'ordine di ± 100 kHz il che comporta $\varepsilon_2 \leq 28$. L'aver supposto che la deviazione di frequenza sia maggiorata dall'errore globale di sintonizzazione non interpreta esattamente la vera situazione, ma corrisponde a una condizione più severa. È facile convincersi di ciò, osservando che, con l'ipotesi assunta, viene interessato un tratto della curva di fase del filtro di banda più ampio entro il quale occorre quello effettivamente esplorato risulta contenuto; ciò porta a una determinazione di ε_2, approssimata per difetto che assicura nei confronti della distorsione un certo margine di sicurezza in cambio di una leggera diminuzione della sensibilità del rivelatore (che, come mostra la [19], è all'incirca proporzionale a ε_2).

6. Calcolo della distorsione d'intermodulazione.

Supponendo che sia $\omega_2 >> \omega_1$, poniamo:

$$[21] \qquad \psi(t) = \frac{4}{5}\cos\omega_1 t + \frac{1}{5}\cos\omega_2 t\,.$$

La $\psi(t)$ soddisfa alle due condizioni richieste, ossia: valor massimo unitario e rapporto delle ampiezze delle due componenti pari a 12 dB (quest'ultima condizione è conforme alla convenzione in uso per le misure d'intermodulazione).

Calcolando le potenze dispari della [21] fino alla 7ª inclusa, sostituendole nella [17], ordinando ed eliminando i termini di ampiezza trascurabile, si ottiene per $\Delta\varphi$ la seguente espressione:

$$[22] \quad \begin{aligned} \Delta\varphi = {} & A_1 \cos\omega_1 t + B_1 \cos\omega_2 t - \\ & - A_1 \cos 3\omega_1 t - B_3 \cos 3\omega_2 t + \\ & + A_5 \cos 5\omega_1 t + B_5 \cos 5\omega_{2t} - \\ & - Q_1 [\cos(\omega_2 - 2\omega_1)t + \cos(\omega_2 + 2\omega_1)t] - \\ & - Q_2 [\cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t] + \\ & + Q_3 [\cos(2\omega_2 - 3\omega_1)t + \cos(2\omega_2 + 3\omega_1)t] + \\ & + Q_4 [\cos(3\omega_2 - 2\omega_1)t + \cos(3\omega_2 + 2\omega_1)t] + \\ & + Q_5 [\cos(\omega_2 - 4\omega_1)t + \cos(\omega_2 + 4\omega_1)t] + \\ & + Q_6 [\cos(4\omega_2 - \omega_1)t + \cos(\omega_2 + \omega_1)t] \end{aligned}$$

I coefficenti A_1 e B_1 identificano l'ampiezza delle componenti fondamentali [presenti, cioè, anche nella $\psi(t)$]; i coefficenti A_3, A_5, B_3 e B_5, quella delle terze e quinte armoniche; i coefficenti Q_1, Q_2..., infine, misurano le ampiezze delle frequenze di combinazione.

Tutti questi coefficenti risultano funzione di $\varepsilon_2 m$; lo sviluppo analitico, che non riportiamo per brevità, fornisce infatti:

$$[23] \quad \left\{ \begin{aligned} A_1 &= 1,6\,\varepsilon_2 m - 1,152\,\varepsilon_2^3 m^3 + 1,8176\,\varepsilon_2^5 m^5 - 3,82\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ A_3 &= 0,341\,\varepsilon_2^3 m^3 - 0,819\,\varepsilon_2^5 m^5 + 2,1\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ A_5 &= 0,131\,\varepsilon_2^5 m^5 - 0,577\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ B_1 &= 0,4\,\varepsilon_2 m - 0,528\,\varepsilon_2^3 m^3 + 1,107\,\varepsilon_2^5 m^5 - 2,71\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ B_3 &= 0,00533\,\varepsilon_2^3 m^3 - 0,0417\,\varepsilon_2^5 m^5 + 0,209\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ B_5 &= 0,00128\,\varepsilon_2^5 m^5 - 0,00248\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ Q_1 &= 0,256\,\varepsilon_2^3 m^3 - 0,721\,\varepsilon_2^5 m^5 + 1,98\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ Q_2 &= 0,064\,\varepsilon_2^3 m^3 - 0,256\,\varepsilon_2^5 m^5 + 0,888\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ Q_3 &= 0,0819\,\varepsilon_2^5 m^5 - 0,418\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ Q_4 &= 0,0205\,\varepsilon_2^5 m^5 - 0,1045\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ Q_5 &= 0,164\,\varepsilon_2^5 m^5 - 0,728\,\varepsilon_2^7 m^7 \\ Q_6 &= 0,00256\,\varepsilon_2^5 m^5 - 0,0252\,\varepsilon_2^7 m^7 \end{aligned} \right.$$

Le distorsioni armoniche e quella d'intermodulazione risultano funzione dei coefficenti definiti dalle [23]; denominando con $D_3(\omega_1)$ e $D_5(\omega_1)$ la terza e la quinta armonica della componente fondamentale di pulsazione ω_1, con $D_3(\omega_2)$ e $D_5(\omega_2)$ quelle della componente fondamentale di pulsazione ω_2 ed infine, con D_i la distorsione d'intermodulazione, che, come si è detto nel 4° paragrafo, viene riferita alla ampiezza della fondamentale di pulsazione più elevata (ω_2), si hanno le seguenti relazioni:

$$[24] \quad \left| \begin{aligned} D_3(\omega_1) &= 100\, A_3/A_1\ \% \\ D_5(\omega_1) &= 100\, A_5/A_1\ \% \\ D_3(\omega_2) &= 100\, B_3/B_1\ \% \\ D_5(\omega_2) &= 100\, B_5/B_1\ \% \end{aligned} \right.$$

$$[25] \quad D_i = 100\,\frac{\sqrt{2\,(Q_1^2 + Q_2^2 + Q_3^2 + Q_4^2 + Q_5^2 + Q_6^2)}}{B_1}\ \%$$

Il fattore 2 che compare sotto il segno di radice del 2° membro della [25] dipende dal fatto che, come appare dalla [22], ogni coefficente Q si riferisce ad una coppia di frequenze di combinazione e deve quindi essere computato due volte.

Passando al calcolo numerico si nota che per $\varepsilon_2 m \leq 0,4$ i valori di $D_5(\omega_2)$, $D_5(\omega_1)$ e $D_3(\omega_2)$ sono trascurabili agli effetti pratici. Inoltre la distorsione di terza armonica $D_3(\omega_1)$, relativa alla componente fondamentale di maggiore ampiezza, risulta un po' minore di quella calcolata nel paragrafo precedente, ove si considerava una $\psi(t)$ sinoidale; ciò appare logico inquantochè nel presente caso l'ampiezza della componente maggiore si è assunta uguale ai 4/5 di quella dell'unica componente considerata nel caso precedente. Risulta pure che la distorsione d'intermodulazione è dell'ordine di grandezza di 4 volte la distorsione armonica (come si verifica facilmente nel diagramma di figura 9 in cui compaiono ambedue le distorsioni); ciò collima con quanto è stato rilevato sia sperimentalmente, sia analiticamente da altri Autori in varie ricerche sulla distorsione d'intermodulazione in generale (naturalmente tale rapporto si mantiene soltanto quando si considerano due sole componenti fondamentali con ampiezze che differiscono di 12 d B).

Fig. 9 - Distorsione d'intermodulazione e distorsione armonica nel caso in cui la funzione modulante è costituita da due componenti sinoidali che differiscono in ampiezza di 12 dB. ε_2 = coefficente di risonanza del secondario del filtro di banda; $m = \Delta f / f_0$.

I risultati del calcolo numerico sono compendiati nei diagrammi delle figure 9 e 10, il secondo dei quali contempla il caso particolare di maggior interesse, in cui la frequenza centrale è pari a 10700 kHz e consente la determinazione diretta di ε_2 in funzione della percentuale d'intermodulazione ammissibile. Un orientamento nello stabilire quest'ultima in relazione ai requisiti di fedeltà richiesti, può essere tratto dai risultati delle prove di audizione che sono state effettuate in questi ultimi anni in vari laboratori degli S.U.A. Tali prove hanno dimostrato che, nel caso di una riproduzione musicale a larga banda, un'ascoltatore esercitato incomincia a percepire la presenza di distorsioni quando l'intermodulazione dell'apparecchiatura riproducente, misurata col metodo convenzionale delle due frequenze ad un livello di uscita corrispondente a quello massimo di esercizio, raggiunge un ordine di grandezza dell'8÷10 % (2).

Considerando quindi che in un radioricevitore esi-

(2) Questo risultato collima abbastanza bene con quello di altre prove similari, riferite alla distorsione armonica anzichè a quella d'intermodulazione, le quali **davano** un limite di percettibilità dell'ordine del 2 %; il rapporto fra i due limiti corrisponde quindi approssimativamente al rapporto dei due tipi di distorsione misurati sulla stessa apparecchiatura distorcente.

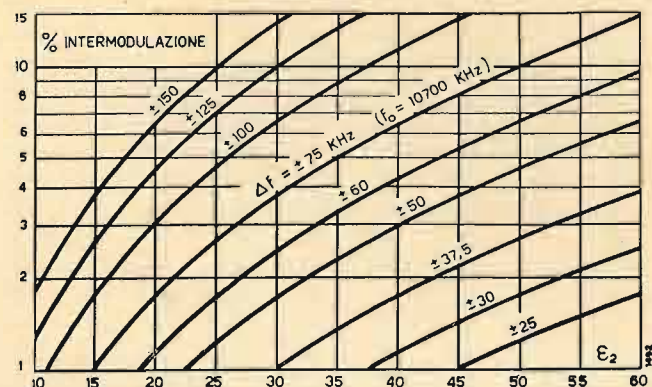



FIG. 10 - Distorsione d'intermodulazione nel caso particolare in cui la frequenza centrale f_0 è pari a 10700 KHz, Δf = deviazione massima di frequenza; ε_2 = coefficente di risonanza del secondario del filtro di banda.

stono anche altre fonti di distorsione (amplificatore a F.I., amplificatore a B.F., altoparlante), appare opportuno, qualora sia richiesta un'alta fedeltà, assumere per il rivelatore di frequenza un livello di distorsione inferiore al limite di percettibilità. Nel caso più corrente in cui si ha una deviazione massima di ∓75 kHz attorno ad una frequenza centrale di 10700 kHz, ammesso un errore globale di sintonizzazione non superiore a ∓25 kHz, ciò porta a stabilire per ε_2 un valore massimo pari a 33.

Invero per $\Delta f = \mp 100$ kHz ed $\varepsilon_2 = 33$ il diagramma di figura 10 fornisce $D_i = 8$ %, valore coincidente col limite di percettibilità.

7. Conclusioni.

La trattazione svolta pone in evidenza i principali fattori che influiscono sulle caratteristiche di funzionamento di un nuovo circuito rivelatore di frequenza e fornisce gli elementi necessari per la corretta impostazione di un progetto sulla base di un valore massimo assegnato della distorsione di non linearità. Riepilogando i punti più significativi si può concludere che:

a) il tubo EQ40 è in grado di funzionare come rivelatore di fase praticamente lineare purchè siano soddisfatte due condizioni relativamente poco critiche: sufficente ampiezza delle tensioni di comando e conveniente valore della tensione di polarizzazione.

b) la distorsione intrinseca del circuito, supposte soddisfatte le due condizioni precedenti, è essenzialmente funzione della deviazione di frequenza Δf e del coefficente di risonanza ε_2 del secondario del filtro di banda che opera la trasformazione delle deviazioni di frequenza in deviazioni di fase.

c) a parità di Δf e di ε_2 la condizione ottima si ottiene realizzando il filtro di banda con due circuiti oscillatori identici accoppiati al punto critico.

ALIMENTAZIONE DEI PICCOLI RADIORICEVITORI SENZA TRASFORMATORE (*)

dott. ing. MARIO GILARDINI

SOMMARIO. Si esaminano alcune cause di ronzio nei piccoli radioricevitori senza trasformatore, e si discutono vari artifici che permettono di ridurlo.

RÉSUMÉ. On examine quelques causes de ronflements dans les petits radiorécepteurs sans transformateur et on considère des differents circuits permettant de réduire cet inconvenient.

SUMMARY. Some causes of hum in small trasformerless receivers are considered together with various circuits enabling to reduce it.

1. Premessa.

Nei piccoli apparecchi senza trasformatore di alimentazione si presenta un grave problema: quello di contenere il ronzio entro limiti accettabili.

Tra i fattori che contribuiscono ad aggravare il problema, noteremo:

1) La raddrizzatrice deve forzatamente essere ad una sola semionda; perciò la frequenza fondamentale del ronzio è di 50 Hz (invece di 100 Hz per le raddrizzatrici a 2 semionde). Questa frequenza richiederebbe un filtraggio accurato e costoso.

2) La tensione raddrizzata è molto bassa, e generalmente è pari al valore efficace di quella della rete. Se la tensione della rete è di 125 volt, non è praticamente possibile filtrare *tutta* la corrente raddrizzata, perchè si avrebbe una riduzione eccessiva della già scarsa tensione disponibile.

2. Filtraggio anodico parziale.

Per quanto si è detto, il filtraggio ottenuto con resistori o bobine di resistenza elevata, vien limitato a quella parte della corrente che deve assolutamente esser filtrata. Tale è senz'altro la corrente di placca (ed eventualmente di griglia schermo) della preamplificatrice a B.F. e la corrente di griglia schermo delle valvole a R.F., M.F., convertitrice. Per la corrente di placca di queste ultime valvole e per la tensione di griglia schermo della finale, non si possono dare direttive rigorose. Non si può invece filtrare la corrente anodica della finale, la quale è sempre rilevante, e darebbe origine a cadute di tensione eccessive. Perciò la tensione di questa valvola è spianata dal solo condensatore volano disposto in derivazione all'uscita del raddrizzatore.

Il circuito della figura 1 mostra una delle disposizioni possibili. Viene impiegata la nuova serie di valvole Rimlock (UCH41-UAF41-UL41-UY41). È filtrata la corrente assorbita da tutte le valvole (6 mA) esclusa quella della finale (38 mA). La caduta di tensione nel resistore di filtraggio di 1 200 ohm è di 7,2 volt, valore accettabile.

La corrente di griglia schermo della UL41 (5, 6 mA) non vien filtrata, perchè ciò porterebbe la caduta di tensione a 14 volt. Con tale riduzione della tensione di griglia schermo, la UL41 darebbe una potenza di uscita ridotta del 20 %.

Noteremo ora che tutti i pentodi e tetrodi finali hanno una notevole transconduttanza griglia schermo-placca. Perciò, nello schema della figura 1, la tensione di ronzio, presente ai capi del primo elettrolitico ed applicata alla griglia schermo, genera una forte corrente di placca ed un intollerabile ronzio nell'altoparlante. Si può pensare di neutralizzare il ronzio applicando alla griglia 1 del pentodo una tensione alternativa di fase opposta a quella applicata alla griglia schermo.

La figura 1 mostra una soluzione del problema. Il resistore di filtraggio è diviso in due parti (1200 e 67 Ω, nel caso specifico); nel punto di giunzione tra i resistori compare una piccola tensione di ronzio, che viene applicata alla griglia schermo della preamplificatrice a B.F. Analogamente a quanto si disse per la valvola di potenza, questa tensione, amplificata ed *invertita di fase*, compare sulla placca della preamplificatrice e viene applicata, unitamente al segnale utile, alla griglia 1 della finale.

Alcune osservazioni sono ora opportune.

1) Il ronzio introdotto per il fatto che anche la tensione di placca non è filtrata, ha sostanzialmente

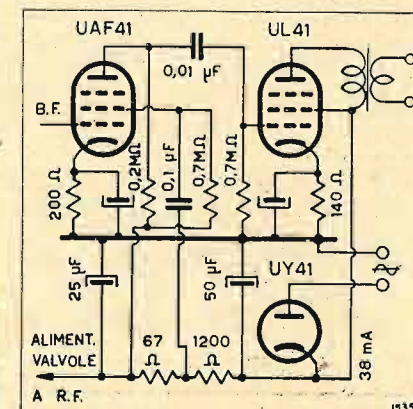



FIG. 1. - Circuito in cui il ronzio è compensato mediante l'introduzione di una tensione di ronzio di fase opposta sulla griglia schermo della preamplificatrice.

(*) Pervenuto alla Redazione il 26-VIII-1949 in prima stesura e il 5-IX-1949 in seconda stesura ampliata. Revisione ultimata il 28-XI-1949.
(421)

la stessa fase di quello introdotto dalla griglia schermo. Perciò il sistema esposto può neutralizzarli entrambi contemporaneamente.

2) Le neutralizzazioni come quella esposta, sono generalmente efficaci per una sola frequenza o per una ristretta gamma (per esempio da 42 a 50 Hz). Esse dunque neutralizzano perfettamente la fondamentale del ronzio, ma non altrettanto bene le armoniche, per le quali generalmente non è possibile conservare le necessarie relazioni di ampiezza e fase.

3) Generalmente alle relazioni di fase va posta molta attenzione: nel caso della figura 1, ammesso che il condensatore da 25 μF abbia un fattore di potenza di 0,1, la tensione di ronzio, prelevata nel punto di giunzione tra i resistori di 1 200 e 67 Ω, ha già un anticipo di 75°, rispetto alla tensione ai capi del primo elettrolitico. Se perciò gli altri elementi del circuito non annullassero tale anticipo, non sarebbe possibile una neutralizzazione.

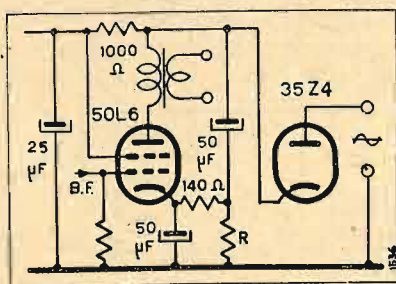
3. Neutralizzazione del ronzio.

La tecnica americana degli apparecchi ad alimentazione diretta, prevede solitamente l'impiego di un triodo come valvola preamplificatrice a B.F.; in questo caso, cade ovviamente la possibilità di impiegare il circuito esposto nel caso precedente, e si deve filtrare anche la corrente di griglia schermo, della finale. Rimane il cosidetto *ronzio di placca*, del quale ora vogliamo occuparci.

È noto che tale ronzio non esisterebbe se la resistenza interna R_{oa} del tubo finale fosse infinita. In pratica, siamo assai lontani da tale condizione (per la 50L6, R_{oa}=13 kΩ). Detta V_r la tensione di ronzio ai capi del primo elettrolitico, ed R_u la resistenza di carico della finale, avremo la seguente corrente di ronzio:

$$I_r = \frac{V_r}{R_{oa} + R_u} \, .$$

Questa corrente attraversa il primario del trasformatore di uscita, ed induce una tensione nel secondario. Se l'altoparlante è assai piccolo ed ha rendimento praticamente nullo per frequenze intorno a 50 Hz e 100 Hz, non è necessario preoccuparsi del fenomeno; in caso contrario si può provvedere in vari modi.

Il modo più semplice consiste nel polarizzare la valvola finale con una resistenza catodica (R_k) senza condensatore in parallelo. Si introduce così una cotroreazione che aumenta la resistenza interna apparente, R_a, secondo la formula:

$$R_a = R_{oa}(1 + SR_k)$$

dove S è la conduttanza mutua (pendenza).

Con la 50L6 (S=8 mA/V; R_k =140 Ω) si ottiene R_a≅28 kΩ; ossia il miglioramento è già notevole.

Secondo un altro sistema, si introduce nel circuito catodico della valvola finale una tensione compensatrice. Come mostra la figura 2, questa può essere prelevata da un resistore R in serie al primo elettrolitico. Dato il limitatissimo valore di R (intorno a 2÷3 Ω) le proprietà filtranti del primo elettrolitico non sono compromesse: infatti la reattanza capacitiva di 50 μF a 50 Hz è di 64 Ω, e poichè il fattore di potenza è intorno al 10 %, l'elettrolitico ha ancora virtualmente in serie un resistore di 6÷7 Ω.

Anche qui le relazioni di fase presentano notevole importanza. La tensione di ronzio ai capi di R è fortemente sfasata in anticipo rispetto a quella sull'anodo della finale. Il rifasamento si ottiene mediante il resistore (140 Ω) e l'elettrolitico (50 μF) catodici. Coi valori della figura 2, il risultato è praticamente perfetto. Il valore del primo elettrolitico di filtraggio può essere ridotto da 50 a 25 μF senza troppo compromettere il risultato, purchè si aumenti R all'incirca in proporzione inversa. Invece l'elettrolitico catodico non può purtroppo essere più piccolo, altrimenti il rifasamento non è più sufficiente.

Un altro circuito, adatto specialmente ai piccoli radioricevitori con alimentazione diretta dalla rete, oppure con autotrasformatore e raddrizzatrice ad una sola semionda, è quello rappresentato in figura 3.

Si è già detto che in questi ricevitori il filtraggio della tensione raddrizzata è assai imperfetto. Tutti gli elettrodi della valvola finale ricevono tensioni di ronzio: riferendosi al circuito di figura 3, la placca riceve tale tensione di ronzio, dal 1° condensatore elettrolitico C_0, attraverso al primario del trasformatore di uscita; la griglia schermo, dal 2° condensatore elettrolitico C_1, dove la tensione di ronzio è ancora rilevante data la ridotta capacità (8 μF) di C_1; la griglia di controllo pure dal 2° condensatore elettrolitico, ma attraverso una rete di sfasamento ed attenuazione alquanto complicata costituita da R_2, C_2, R_3, C_3, R_4; infine sullo stesso catodo è presente una tensione di ronzio, in conseguenza della controreazione mista ([1]) applicata alla valvola finale.

FIG. 2. - Altro circuito per la neutralizzazione del ronzio, ottenuta mediante la resistenza R_o.

FIG. 3. - Altro circuito in cui il ronzio viene neutralizzato mediante l'introduzione, sulla griglia di comando attraverso alla rete R_2, C_2, R_3, C_3, R_4, di una tensione di ampiezza e fase opportune. L'annullamento si ottiene con una regolazione poco critica di R_2 od R_4.

A parte la controreazione, il circuito della figura 3 differisce dallo schema più corrente solo per l'aggiunta di C_2 ed R_2, il cui compito è quello di prelevare una tensione alternativa dal 1° elettrolitico e di combinarla con quella del 2° elettrolitico in modo da modificare ampiezza e fase; la risultante viene prima attenuata dal divisore di tensione formato dalle resistenze esterna R_3 ed interna R_a della preamplificatrice a B.F.; poi subisce un'ulteriore attenuazione e sfasamento ad opera di C_3 ed R_4; infine è applicata alla griglia.

Ovviamente l'esame matematico delle condizioni nelle quali il ronzio si annulla non è semplice, dato che le tensioni in gioco sono ben quattro, e che le relazioni di fase sono alquanto complicate. Invece, in pratica, l'azzeramento si ottiene abbastanza facilmente, regolando il valore di R_2 ed R_4. Può esser opportuno anche provare diversi valori di C_2 e C_3. I valori non risultano molto critici, almeno per scopi pratici: le consuete tolleranze della produzione industriale sono accettabili.

Il risultato, che il circuito in esame può dare, è veramente ottimo, e superiore a tutti quelli esaminati precedentemente. Si noti come il valore degli elettrolitici sia piccolo in modo inconsueto, specialmente il secondo.

A quanto ci consta i circuiti delle figure 2 e 3 sono inediti.

4. Considerazioni sulla capacità del 1° elettrolitico.

Nei circuiti descritti, cioè ad alimentazione diretta, la capacità del primo elettrolitico ha capitale influenza sulla massima potenza, che il tubo finale può erogare. Ciò dipende dal fatto che la placca, e sovente anche la griglia schermo, del tubo finale, prelevano le loro tensioni direttamente da tale elettrolitico, dove si ha ancora una componente di tensione alternativa.

Ora noi mostreremo come, se il primo elettrolitico è piccolo, e perciò la componente alternativa forte, la massima potenza erogabile venga sostanzialmente ridotta; e come i dispositivi di compensazione del ronzio, come il precedente, peggiorino talora la situazione.

Con l'aiuto delle figure 4 e 5 è facile comprendere quanto avviene, specialmente in un caso estremo disposto come segue:

1) Supporremo che la placca e la griglia schermo del tubo finale ricevano tensione dal 1° condensatore elettrolitico come in figura 1, e supporremo che questo condensatore sia tanto piccolo che, mentre la tensione continua è di 175 volt, la tensione minima, corrispondente al picceo negativo del ronzio, sia appena di 110 volt. Con una corrente complessiva di 85 mA, queste condizioni si ottengono con una capacità del 1° condensatore elettrolitico di circa 8 μF.

2) Supporremo quasi trascurabile il carico anodico R_u; questa condizione è abbastanza vicina alla realtà per le frequenze fondamentali di ronzio, data la bassa induttanza del trasformatore di uscita nei piccoli apparecchi ([2]).

3) Supporremo fissa la polarizzazione statica di griglia, sia essa ottenuta da un negativo ben filtrato, sia da una resistenza catodica avente una forte capacità in derivazione. In quanto segue ci riferiremo alla seconda ipotesi.

Si osservi ora il comportamento di un tubo UL 41. In condizioni normali (175 V al 1° elettrolitico) la ten-

FIG. 4. - Caratteristiche anodiche del pentodo Philips UL41 per tensione di schermo di 165V. È indicata altresì la retta di carico e il punto di funzionamento in condizioni normali (punto P) e nei picchi negativi della tensione di ronzio in cui s'immagina che, pur rimanendo costante la tensione di schermo (165V) e di polarizzazione (−9,5V) la tensione anodica si riduca a 100V (punto P_4).

FIG. 5. - Caratteristiche anodiche del pentodo Philips UL41 per tensione di schermo di 100V. Se la tensione di schermo non è mantenuta costante nei picchi negativi del ronzio V_{g2} divenuta anch'essa pari a 100V e il punto P delle caratteristiche precedenti si trasferisce in P_1 se, per effetto di un grosso condensatore volano, la tensione di polarizzazione rimane stabile a 9,5V ed in P_2 se, mancando il condensatore catodico, anche la polarizzazione si riduce a circa 5,2V.

([1]) Un articolo su questo argomento verrà pubblicato prossimamente. Si noti che, se il trasformatore di uscita fosse perfetto, e se la tensione di griglia schermo fosse perfettamente filtrata, non occorrerebbe preoccuparsi della tensione di ronzio applicata al catodo, ma basterebbe tener conto delle modifiche apportate virtualmente dalla controreazione alle caratteristiche delle valvole. Purtroppo la bassa induttanza del trasformatore di uscita influisce sull'ampiezza e sulla fase della tensione di ronzio di controreazione, mentre, la tensione di ronzio applicata alla griglia schermo influisce sull'ampiezza e sulla fase della tensione di placca. Perciò non si può introdurre la semplificazione sopra accennata.

([2]) Anche se questa condizione non è verificata i fenomeni che stiamo per descrivere non vengono sostanzialmente modificati. Essa viene introdotta, più che altro, per semplificare il ragionamento.

sione disponibile si distribuisce come segue:

165 V tra placca e catodo
9,5 V tra cotodo e massa } circa 175 V complessivi

Siamo dunque nelle condizioni della figura 4, che mostra le caratteristiche anodiche fornite dalla Casa costruttrice. La massima potenza erogabile risulta di 4,2 watt.

Se la tensione di alimentazione discende istantaneamente a 110 volt, *ferma restando la tensione catodo-massa*, le caratteristiche anodiche diventano quelle di figura 5 ed il punto di lavoro è P_1. E' ovvio che in questo istante il tubo può erogare ben poca potenza; e poichè tali istanti si ripetono 50 volte al secondo con forte distorsione ed intermodulazione, è chiaro che la potenza media erogabile discende a ben poco; nel caso specifico essa può venir valutata intorno a 200 mW!

Se rinunciamo alla condizione n. 3, possiamo ottenere un sostanziale miglioramento: basta polarizzare il tubo finale con semplice resistenza catodica (senza elettrolitico in derivazione) in modo che detta polarizzazione sia quasi direttamente proporzionale alla tensione anodica istantanea. La situazione migliora allora enormemente perchè, nelle peggiori condizioni, il punto di lavoro è P_2 (figura 5) e la potenza erogabile 1,35 watt.

Se invece introduciamo una completa compensazione del ronzio, se cioè pretendiamo che la corrente anodica non vari, il punto di lavoro diventa P_3, il quale ci dà la stessa corrente delle condizioni di figura 5: ma è evidente che ciò peggiora assai la situazione, rispetto alle condizioni rappresentate da P_2.

Quanto sopra spiega perchè, nei piccoli apparecchi, sia così frequentemente impiegata la polarizzazione del tubo finale mediante semplice resistore catodico. Spiega inoltre come il valore del 1° elettrolitico salga tanto sovente a ben 50 μF, specialmente se esso dà tensione direttamente alla griglia schermo del tubo finale.

Se invece la tensione di griglia schermo è prelevata dal 2° elettrolitico ed è praticamente costante, le condizioni sono sostanzialmente migliori, come si vede ritornando alla figura 4. Il punto di lavoro diventa P_4 e la massima potenza erogabile è ancora di 2 W circa. La compensazione del ronzio (punto P_5) peggiora le condizioni, ma appena sensibilmente.

5. Conclusione.

Come si è già detto nella premessa, nei piccoli ricevitori senza trasformatore si incontrano notevoli difficoltà per contenere, con i metodi classici, il ronzio dovuto all'alimentazione a corrente alternata entro valori accettabili. Conviene quindi ricorrere a metodi di neutralizzazione. I circuiti di questo tipo, sopra descritti, di cui due (figg. 2 e 3) sono presentati per la prima volta, sono in grado di ridurre la corrente di ronzio nella bobina mobile almeno nel rapporto da 5 ad 1. Essi inoltre sono molto semplici ed economici, di facile messa a punto e di funzionamento sicuro; sono quindi particolarmente adatti per i ricevitori considerati.

Nei circuiti in parola assume poi particolare importanza la capacità del primo condensatore elettrolitico che deve avere un valore elevato, specialmente allorchè anche la tensione di griglia schermo è direttamente derivata alle sue estremità. In quest'ultimo caso sono necessari condensatori di circa 50 μF, mentre invece possono essere sufficenti 25 μF se la tensione di griglia schermo è ulteriormente spianata, come è raccomandabile.

ELETTRONICA - Vol. IV

INDICI

N.B. I fascicoli incominciano rispettivamente con le seguenti pagine: **n. 1**, p. 1; **n. 2**, p. 49; **n. 3**, p, 89; **n. 4**, p. 129; **n. 5**, p. 169; **n. 6**, p. 209; **n. 7**, p. 253; **n. 8**, p. 293; **n. 9**, p. 333. **Le lettere fra parentesi accanto a ciascuna voce hanno il seguente significato:** *A* = Articoli; *BF* = Bollettino Fivre; *CC* = Critiche e commenti; *LD* = Lettere alla Direzione; *NB* = Notizie brevi; *NR* = Note di redazione; *PIR* = Prodotti dell'industria radioelettronica; *SE* = Rassegna della stampa radioelettronica; *VTS* = Varietà Tecniche Scientifiche.

INDICE PER AUTORI

I COLLABORATORI DI "ELETTRONICA"

DOTT. ING. MARIO ADINOLFI. - Nato a Salerno nel 1913, si è diplomato nel 1931 perito meccanico nell'Istituto Industriale di Novara. Si è laureato nel 1944 in ingegneria elettrotecnica presso l'Università di Genova. Dal 1946 è impiegato presso la fabbrica di tubi riceventi FIVRE di Pavia. Si è occupato del collaudo dei tubi, del collaudo delle materie prime e delle parti staccate. (464/13)

DOTT. ING. ALESSANDRO BANFI. - Nato a Milano nel 1897, si laureò ingegnere elettrotecnico nel 1921 presso il Politecnico della stessa città. Dal 1921 al 1926 svolse la sua attività presso la Marelli e la C.G.E. Nel 1925 divenne consulente della U.R.I., la prima società italiana concessionaria delle radiodiffusioni. Quando nel 1927 questa società si trasformò in E.I.A.R. ne divenne uno dei dirigenti, occupandosi della costruzione di molti impianti tecnici, ed in particolare dell'impianto di televisione che funzionò a Roma nel 1939-1940. È membro dell'Institute of Radio Engineers, ed è consulente tecnico di numerose società nel campo radio-elettronico. Attualmente è Direttore Tecnico della rivista mensile «Televisione Italiana» (464/7)

SIG. GIOACHINO BERARDI. - Nato nel 1907 svolse gli studi presso l'Istituto Tecnico e presso la Scuola M. Besso di Roma. Indi continuò a perfezionarsi in radiotecnica presso scuole serali. Appassionato dilettante effettuò fino dal 1925 collegamenti con trasmittenti a scintilla. Partecipò come radiotecnico alle campagne di Africa e di Spagna, ottenendo una Croce di Guerra al Valor Militare dall'Esercito Italiano ed un'altra dall'Esercito di Franco. Da diversi anni svolge la sua opera come Maestro Radiomontatore presso il 21 Stabilimento del Genio Militare (ex Officina Militare delle Trasmissioni). (464/6)

PER. IND. COLLI GIOVANNI BATTISTA. - Nato a Torino nel 1915; diplomato nel 1934. Entrò subito a far parte della Radio Italiana presso la Sede di Torino. Successivamente passato in Direzione Generale a Roma e quindi nuovamente a Torino, ove presta ora la propria attività in qualità di Capo del Servizio Bassa Frequenza nella Società. (464/18)

AVVISO AI LETTORI

Con il prossimo numero in qualche città 'Elettronica' non verrà più distribuita a causa di irregolarità amministrative di qualche rivenditore.
Pertanto i lettori che non trovassero la rivista potranno ricevere al loro domicilio, franco di porto, i numeri successivi prenotandoli di volta in volta mediante l'unito bollettino di c/c postale al prezzo ridotto di lire 225 (duecentoventicinque) invece di lire 250 che è il prezzo fissato per i successivi fascicoli.

PER. IND. ANGELO DE FILIPPI. - Nato a Vicenza nel 1899, diplomato perito industriale, è stato prima nell'industria telefonica, poi in quella automobilistica. Dal 1931, istituendosi la sezione radio presso gli istituti industriali, entrò quale assistente di radiotecnica prima presso l'istituto industriale di Vicenza e ora, dal 1935, in quello di Torino, ove tiene anche alcuni insegnamenti della specializzazione radio. (345/6)

DOTT. ING. MARIO MARCELLO DE LEVA. - Nato a Roma il 3 giugno 1908. Laureato in Ingegneria Industriale nel 1932 presso la Scuola di Ingegneria di Roma, nel 1933 fu nominato ufficiale di complemento del Genio Areonautico. Nel 1934 entrò nella Soc. Elett. del Valdarno dove prima fu addetto all'esercizio delle centrali e sottostazioni ad A.T. poi ai lavori idroelettrici. Nel 1939 divenne direttore della Soc. F.A.I.T. esercente funivie e trasporti turistici. La guerra lo vide capitano del Genio Areonautico presso la Direzione della Costruzioni di Torino, città dove è rimasto anche dopo il congedo, dedicandosi alla libera professione. Nel 1946 fu negli Stati Uniti per vari mesi allo scopo di aggiornarsi circa i nuovi ritrovati e sistemi tecnici americani. È socio della A.E.I. della A.I.E.E.E. e della A.S.C.E. (464/9)

DOTT. ING. PROF. GIUSEPPE DILDA. - Nato a Udine nel 1908. si laureò a Padova nel 1930 in ingegneria elettrotecnica. Entrò subito nell'insegnamento presso l'Istituto industriale di Fermo, istituendosi allora la sezione radiotecnica. Titolare della cattedra nel 1933, passò a Torino nel 1935. Dal 1939 tiene l'insegnamento di radioricevitori per il Corso di Perfezionamento in elettrotecnica del Politecnico di Torino. E' autore di alcuni volumi e di pubblicazioni nel campo della radiotecnica. È stato ed è consulente tecnico di alcune Ditte. È il direttore tecnico di « Elettronica e Televisione ». (345/7)

DIPL. ING. E. FEDERSPIEL. - Nato a Merano (Bolzano) il 4 giugno 1910, si è diplomato nel 1933 presso l'E.T.H. (Politecnico Federale) di Zurigo. Ha lavorato fino alla fine della guerra nel campo dell'areodinamica e dal 1945 si occupa di studi su nuovi materiali. (464/3)

DOTT. ING. SEBASTIANO FERRERO. - Nato a Torino nel 1913, si è laureato nel 1936 presso il Politecnico di Torino. Dal 1943 è impiegato presso la fabbrica di tubi riceventi FIVRE di Pavia. Si è occupato di prove speciali, studio di caratteristiche, impiego e controllo di qualità dei tubi. (464/12)

DOTT. ING. MARIO GILARDINI. - Nato a Torino nel 1906, dopo la laurea presa a Torino nel 1932, fu per circa un anno presso la Siemens di Berlino, poi alla Magneti Marelli e alla Magnadyne. Infine alla Watt Radio come consulente tecnico. Oggi è libero professionista e consulente di piccole fabbriche. (345/11)

DOTT. ING. T. S. KORN. - Nato in Polonia nel 1910, si è laureato al Politecnico di Varsavia. Dal 1933 al 1939 è stato capo del laboratorio di Elettroacustica dell'Istituto Nazionale delle Telecomunicazioni di Varsavia. Nel 1939 si è recato negli Stati Uniti d'America per motivi di studio. Dopo la guerra si è stabilito nel Belgio quale direttore delle Officine Binola. Dal 1948 fa parte del Corpo Insegnante della Università di Bruxelles come Assistente e Capo del Laboratorio di Acustica della Facoltà di Scienze Applicate. È autore del libro « Theorie et Pratique de l'Electroacustique » e collaboratore di numerose riviste scientifiche e tecniche di vari paesi, fra le quali: Electronics, U.S.A.; Annales des P.R.R., Francia; E.N.T., Germania; Revue H.F., Belgio; Radio en Televisie revue, Belgio; Radio Professionnelle Belge e Française, Belgio e Francia. (464/2)

DOTT. ING. GIOVANNI LOMBARDO. - Nato il 28 luglio 1915 a Palermo, si è laureato in Ingegneria Elettrotecnica nel 1940 presso quella Università. Successivamente è stato assunto dall'E.I.A.R., ove si è occupato di svariati lavori nel campo delle audiofrequenze e delle frequenze radio. È stato collaboratore all'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris di Torino, ed attualmente oltre ad essere consulente tecnico di alcune Ditte insegna Elettrotecnica, Misure e Impianti elettrici all'Istituto Tecnico Industriale di Torino. (345/14)

DOTT. ING. RENATO MALVANO. - Nato a Torino il 30 maggio 1919: laureatosi nel 1945 in Ingegneria Elettrotecnica, frequentò, prima come allievo interno, quindi come ricercatore volontario, l'I.E.N.G.F., dove ebbe modo di perfezionarsi nella teoria e nella tecnica delle microonde. Attualmente fa parte del Centro Studi per l'Elettrofisica ed è assistente presso l'Istituto di Fisica Sperimentale del Politecnico di Torino, e si occupa delle applicazioni della tecnica delle iperfrequenze allo studio spettroscopico delle sostanze paramagnetiche. (464/16)

DIPL. ING. E. MEYER-HARTWIG. - Nato a Stryck nel 1921, ha compiuto gli studi a Friedberg, Marburg, Braunschweig e Berlino-Charlottenburg. Ha compiuto indagini su nuovi materiali specialmente nel campo dei semiconduttori e dei termistori. Attualmente dirige la F.E.S. di Terlano (Bolzano). (464/5)

DOTT. GIOVANNI NICOLI. - Nato a Cosenza nel 1916, si è laureato in fisica a Roma nel 1940. Dal 1941 è alle dipendenze della fabbrica di valvole radioriceventi « FIVRE » di Pavia, dapprima quale addetto al Laboratorio Studi e Ricerche, poi al reparto di Produzione di « Prima Serie », ed attualmente quale Assistente Tecnico alla produzione valvole. (464/11)

PER. IND. BRUNO PELISSERO. - Nato a Bussoleno (Torino) il 25 novembre 1928, si è diplomato perito industriale radiotecnico a Torino nel 1948. Nel 1949 ha conseguito la maturità scientifica. Ha svolto presso varie ditte attività nel campo della telefonia e dell'elettroacustica ed attualmente, pur essende allievo ufficiale di complemento, è iscritto alla facoltà di ingegneria presso l'Università di Torino. (464/4)

DOTT. ING. PROF. ANDREA PINCIROLI.
(Non sono pervenute in tempo le notizie biografiche e la fotografia).

PER. IND. PIER GIUSEPPE PORTINO. - Nato a Pinerolo nel 1906, diplomato perito industriale nell'Istituto di Biella nel 1923. Ha esercito in proprio nel campo della radiotecnica. E' uno dei fondatori del Radio Club Piemonte. Ha promosso la pubblicazione di « Elettronica » e di « Televisione Italiana » di cui è il direttore responsabile.

DOTT. PROF. RUGGIERO RUGGIERI.
(Non sono pervenute in tempo le notizie biografiche e la fotografia).

DOTT. ANGELO SCIACCHITANO. - Nato a Napoli nel 1912. Esordì nel giornalismo nel 1930. Poi collaboratore del « Roma della Domenica », « Mattino Illustrato », « Mattino », « Domenica del Corriere », « Illustrazione del Popolo » ed altri giornali non più esistenti. Dal 1939 al 1943 in servizio militare quale ufficiale nella Marina da Guerra. Indi collaboratore di « Sapere », « Coelum », « Rivista Marittima », « Rivista di Cultura Marinara », « Mare », « La Marina Italiana », « La Rosa dei Venti », « L'Ala », « La Gazzetta del Mare e dell'Aria », « Junior ». Già redattore Capo delle Agenzie Associate Stampa New Press S. S. S. sede di Napoli, già redattore e collaboratore del « Corriere di Napoli ». Collaboratore nel manuale « Areonautica », nel « Dizionario di Areonautica » e nel « Dizionario Navale » e autore del volume « Navi Portaerei » (prossima pubbl. Ediz. Tines - Napoli). Iscritto all'Associazione Italiana Stampa Tecnica. Laureato in scienze nautiche, diplomato capitano marittimo, diplomato ragioniere e perito commerciale, esperto navale e areonautico. (464/15)

DOTT. ING. GIOVANNI TAMBURELLI. Nato a Novara nel 1923. Ha conseguito il diploma di perito radiotecnico a Torino nel 1942. E' stato impiegato circa un anno nel Laboratorio Esperienze della S. A. Microtecnica. Ha conseguito la laurea in ingegneria elettrotecnica a pieni voti e lode presso il Politecnico di Torino nello scorso mese di novembre 1949. (464/1)

DOTT. ÈS SC. ETIENNE VASSY. - Nato il 14 novembre 1905 a Hauterives, Drôme (Francia) ha svolto i suoi studi prevalentemente a Parigi, conseguendo vari diplomi nel campo fisico e matematico e, nel 1937, il titolo di dottore in Scienze Fisiche. Ha ricoperto varie cariche presso Istituti Superiori di insegnamento e di ricerca, e dal 1946 è professore di Fisica del-l'Atmosfera alla Facoltà di Scienze di Parigi. Ha compiuto importanti ricerche nell'atmosfera in Francia, al Marocco ed in vari paesi tropicali. Fra l'altro, ha ottenuto risultati interessanti riguardo alla costituzione dei vari strati, alla loro partecipazione all'emissione della luce notturna e così via. Nel campo tecnico, ha compiuto studi sulla origine della sensibilità delle emulsioni fotografiche e sul comportamento di varie sostanze luminescenti.
Specialista di catodi fotoelettrici e di spettrofotometria, ha collaborato a numerosi sviluppi della televisione. In particolare ha studiato tubi ad alta tensione per proiezione su grandi schermi. Si è anche occupato alla propagazione di onde ultra corte. È membro di numerose società scientifiche francesi, ed ha ricevuto numerosi premi per i risultati delle sue ricerche.

PROF. CLAUDIO VILLI. - Nato a Trieste il 22 marzo 1922, ha compiuto gli studi presso la Università di Padova, laureandosi in fisica pura. Si è dedicato successivamente a studi di meccanica relativistica ed attualmente ha in corso ricerche sperimentali sull'azione di svariati agenti fisici nei riguardi di culture bacillari. Si interessa occasionalmente di tecnica elettronica, specialmente in funzione dei nuovi mezzi che questa tecnica può offrire alle sue ricerche. (345/19)

DOTT. ING. EZIO VOLTA. - Nato a Torino nel 1924, si è laureato in Ingegneria Elettrotecnica all'Università di Genova nel 1946. È assistente alla Cattedra di Impianti Elettrici del-l'Università di Genova. (464/17)

PER. IND. RAOUL ZAMBRANO. - Nato a Torino nel 1922 si è diplomato in radiotecnica presso l'Istituto Tecnico Industriale di Torino nel 1941. Nel 1943 si è impiegato presso la Sezione Studi della Microtecnica di Torino da dove è uscito nel 1948, essendo chiamato a prestare la sua attività presso la Direzione Tecnica della Magnadyne Radio di Torino. Si è occupato in prevalenza di strumenti di misura, di impianti elettroacustici di registrazione cinesonora e di modulazione di frequenza. È autore di alcune pubblicazioni. (345/20)

DOTT. ING. GIUSEPPE ZANARINI. - Nato a Bologna nel 1912, Radioamatore sin dal 1928. Laureato in ingegneria meccanica industriale nel 1936 presso il Politecnico di Milano. Capo Sezione Radioricevitori Professionali alla SAFAR sino al 1939; indi progettista e ricercatore alla Magnadyne Radio, dal 1945 direttore tecnico della medesima. Si è occupato di ricerche e di progetti nel campo della televisione, del-l'elettroacustica, dell'elettronica industriale e della radio professionale e commerciale. È autore di numerose pubblicazioni. (464/10)

INDICE PER MATERIE

ELENCO DEGLI INSERZIONISTI

I numeri in grassetto indicano il fascicolo. I numeri romani indicano la pagina di copertina. I numeri normali la pagina nel testo.

DAL "RUMORE DI FONDO" ALLA RADIOASTRONOMIA (*)

dott. ANGELO SCIACCHITANO
NAPOLI

SOMMARIO. Si considerano i fenomeni di riflessione delle onde emesse da stazioni terrestri, del tipo radar, dovuti a corpi celesti, ed i fenomeni di irradiazione di radioonde emesse direttamente dai corpi celesti. Ambedue questi fenomeni trovano applicazioni, sempre più vaste, in astronomia.

RÉSUMÉ. On considère les phénomènes de réflexion des ondes émises par des émetteurs terrestres, du type radar, dûs à des corps célestes et les phénomènes de rayonnement des radioondes émises directement par les corps célestes. Chacun de ces phénomènes trouve des applications, toujours plus larges, en astronomie.

SUMMARY. The article considers reflexion phenomena of the waves emitted by radar stations, caused by celestial bodies, and irradiation phenomena of radiowaves directly emitted by such celestial bodies. Both phenomena are being applied more and more in the field of Astronomy.

1. Premessa.

Il progresso nel campo della radio interessa direttamente l'astronomia perchè consente applicazioni ed esperienze che col solo impiego dei classici metodi astronomici non sarebbero possibili. D'altro canto l'evoluzione dell'astronomia e delle scienze affini pone alla fisica, alla tecnica della radio e della televisione, nonchè alla chimica, problemi che non si penserebbe di risolvere se non esistesse una scienza astronomica.

L'interdipendenza esistente tra i vari settori della fisica (ottica, radiotecnica, elettrotecnica, elettronica e televisione) e l'astronomia e la meteorologia, ci ha indotti a comprendere nella stessa trattazione vari argomenti riguardanti le applicazioni radio effettuate, e in corso di effettuazione, nel campo della fisica terrestre e dell'astrofisica. I fenomeni che hanno dato luogo alle suddette applicazioni si distinguono in:

a) fenomeni che si manifestano per la riflessione delle onde elettromagnetiche emesse dagli apparati radar (captazione di echi provenienti da sciami di stelle cadenti e da aurore polari);

b) fenomeni che si manifestano per la emissione diretta di onde elettromagnetiche originate in corpi celesti (Sole e ammassi stellari) e ricevute sulla Terra da apparecchi radio del tipo di quelli comuni.

2. Esperienze eseguite in base al fenomeno di riflessione delle onde radar.

Nel periodo in cui Londra era bombardata con i V2 venne sviluppato sulla costa britannica della Manica l'impianto di una attrezzatura radar capace di registrare gli echi provenienti da questi siluri-razzo nel corso della traiettoria. Ci si accorse ad un tratto che, insieme con gli echi dei V2, i radar captavano altri brevi segnali non causati dai siluri-razzo. Inoltre, nel febbraio 1942, tutta la rete radar venne messa fuori servizio da una perturbazione ininterrotta, un *rumore* continuo di natura esterna agli apparecchi ma sconosciuta.

La prima idea balenata ai tecnici fu quella che si trattasse di una offensiva antiradar scatenata dal nemico allo scopo di disorientare la difesa britannica. Ma il responsabile non era il nemico, erano degli inconsapevoli suoi alleati: le stelle cadenti [1] ed il Sole. Un particolare studio del fenomeno condusse infatti alla scoperta che i segnali brevi venivano prodotti dalle stelle cadenti penetranti nello strato atmosferico terrestre e che il rumore continuo proveniva dal Sole; ad avvalorare il risultato della scoperta, nei riguardi del Sole, si constatò che proprio in quel periodo le *macchie solari* erano in fase di grande attività e occupavano una zona prossima al suo meridiano centrale. Il Sole era dunque l'origine di una emissione continua di radio onde di potenza e frequenza tale da giungere fino alla Terra e, caso singolare, della stessa lunghezza d'onda sulla quale lavoravano i radar.

Poichè si era nel periodo in cui le sorti della guerra erano incerte per l'Inghilterra e tutti, anche gli scienziati, erano occupati in ricerche di carattere strettamente militare, non fu possibile dare un adeguato sviluppo allo studio dei fenomeni. Senonchè la scoperta messa in relazione con le ricerche fatte vari anni prima sul cosiddetto « rumore di fondo », interessò grandemente l'ambiente scientifico e tecnico; così, subito dopo la fine della guerra, fisici, astronomi, meteorologhi, ingegneri e tecnici della radio, tutti interessati per la propria branca ad approfondirne la conoscenza, iniziarono accurati studi.

Nel campo dell'astronomia le ricerche furono iniziate nell'Università di Manchester. Gli apparati radar

(*) Pervenuto alla Redazione in prima stesura il 22-VI-1949 ed in seconda stesura il 15-X-1949. (403)

(1) Le stelle cadenti o filanti sono, com'è noto, piccolissimi frammenti di comete disgregate o in fase di disgregazione. Si è calcolato che la Terra incontra in un anno 150 miliardi di stelle cadenti che si volatilizzano prima di giungere a circa 80 km dal livello del mare, e una ogni 20 milioni raggiunge la superficie terrestre. A queste ultime si dà il nome di *bolidi*, *aeroliti*, *meteoriti* o *meteore*; propriamente la *meteorite* è la massa di materia solida che precipita sulla Terra, la *meteora* è la scia luminosa prodotta dalla meteorite.

che permettono agli aeroplani di volare nella nebbia o tra banchi di nubi e di atterrare con tempo « zero-zero » (nebbia fitta, visibilità inferiore a 15 metri), vennero adattati per tal genere di ricerche. Nell'ottobre del 1946, usando un apparato radar sulla frequenza di 27 MHz fuzionante ad impulsi di 15 microsecondi succedentisi alla cadenza di 50 per secondo, venne confermato definitivamente, durante l'incontro della Terra con lo sciame delle *Giacobinidi* (²), che gli echi posti in relazione con gli sciami delle stelle cadenti provenivano effettivamente da detti sciami.

Lo schermo dell'oscillografo a raggi catodici venne fotografato su pellicola in moto ottenendo così la registrazione degli echi mentre la pellicola faceva da asse dei tempi. Si accertò, inoltre, che gli echi (ricevuti da distanze tra i 70 e i 100 km) non provenivano proprio dal nucleo principale delle stelle cadenti ma dalla loro scia. Ciò fu dimostrato dal fatto che gli echi aumentavano col diminuire della frequenza usata, mentre si sarebbe verificato il contrario se la riflessione fosse stata provocata dalle stelle cadenti vere e proprie. Ed è noto, in proposito, che il radar può localizzare a grande distanza anche corpi che non siano solidi, quali per esempio le nubi ionizzate. Infatti lo strato *E* (di Kennelly-Heaviside) della *ionosfera* fu il primo corpo gassoso localizzato dalla riflessione delle onde radio.

Le stelle cadenti attraversano i diversi strati dell' atmosfera terrestre con grande velocità (circa 100 km/s); a causa del forte attrito e della pressione contro l'aria, e per la ionizzazione di questa, diventano incandescenti sviluppando un enorme calore (oltre 3000° C) che si trasforma in una scia di gas ionizzato. E' appunto questo gas che, riflettendo le onde radio, viene localizzato dai radar.

Nell'inverno del 1947, durante due notti di densissima nebbia, si potette calcolare la velocità di oltre 30 stelle cadenti e le misurazioni risultarono perfettamente coincidenti con quelle ottenute mediante fotografia dall' Osservatorio Harvard del Sud Africa. Precedentemente, in una notte dell'agosto 1946, furono ricevuti echi da un'aurora boreale provenienti da distanze tra i 450 e i 700 km accompagnati dall'apparizione di questo fenomeno. L'osservazione venne fatta nell'Università di Manchester usando radioonde della frequenza da 46 a 72 MHz. Gli echi percepiti in tutte queste esperienze variano nella loro durata da qualche frazione di secondo a qualche minuto e perfino a delle ore.

Questo nuovo campo di studio aumenta la possibilità delle ricerche nell'alta atmosfera (ionosfera) e delle osservazioni meteorologiche ed astronomiche. Il comportamento delle stelle cadenti e delle meteoriti forniscono dati sull'alta atmosfera, mentre la loro direzione di provenienza fornisce dati sulla costituzione del sistema solare.

Per ricerche sui fenomeni dell'alta atmosfera è stato appunto creato in Inghilterra, nel Cheshire, un centro radar il cui direttore è il prof. Blacket noto, tra l'altro, per le ricerche effettuate sulla radiazione cosmica. Durante queste ultime settimane detta stazione ha captato echi provenienti da una corrente di stelle cadenti mai prima d'ora individuata dagli astronomi perchè attiva soltanto nelle ore diurne. Essa sembra che segua l'orbita della cometa di Halley che, com'è noto, impiega 76 anni a compiere il suo giro intorno al Sole e che fu vista l'ultima volta nel 1910.

(²) Frammenti della cometa Giacobini-Zinner che compie in anni 6½ il giro intorno al Sole.

3. Esperienze eseguite in base al fenomeno dell'emissione di onde elettromagnetiche da corpi celesti.

Fin dal 1932 vennero captate misteriose onde radio di frequenza da 10 a 20 MHz. Si facevano esperimenti sui *rumori di fondo* anzidetti e ci si accorse che orientando l'antenna del radioricevitore verso certe zone del cielo, e precisamente verso la *Via Lattea*, il *rumore di fondo* aumentava. Intensificando le ricerche su onde di metri 1,87, aventi una frequenza di 160 MHz, e con un dispositivo che permetteva di localizzare la sorgente della radiazione entro un angolo di 3°, non solo si localizzò definitivamente nella *Via Lattea* tale sorgente, ma fu possibile anche tracciare una *carta elettromagnetica* della *Via Lattea* (fig. 1) stessa, che si trovò a corrispondere quasi perfettamente con la carta tracciata a mezzo delle ordinarie osservazioni astronomiche visuali e fotografiche.

La corrispondenza tra *carta ottica* e *carta elettromagnetica* non è perfetta perchè le onde radio rivelano meglio di quelle luminose la forma reale del cielo. La imperfezione delle osservazioni ottiche e fotografiche dipende dal fatto che esse sono ostacolate dalla esistenza di una grande quantità di materiale opaco, una specie di *polvere* interstellare, che impedisce di vedere le stelle in certe zone in cui è più densa, ma che alle radioonde non dà alcun fastidio.

In seguito a questa scoperta, poichè le onde elettromagnetiche in gioco sono del tutto simili a quelle delle stazioni radio emittenti terrestri, taluni affacciano l'ipotesi che si trattasse di messaggi inviati da esseri viventi e pensanti abitatori di mondi lontani, provocando polemiche e dissertazioni sull'abitabilità dei corpi celesti.

Era inoltre importante sapere se anche dal Sole provenissero analoghi segnali. Abbiamo già detto come il Sole, poco opportunamente, mandasse il suo messaggio ai radar nell'inverno del 1943.

Un'applicazione del principio su cui è basato l'interferometro del Michelson per la misura dei diametri stellari permise poi di identificare senza alcun dubbio l'origine di questa radiazione nella regione delle *macchie solari*, le quali si comportano come potenti stazioni radio ad onde corte con potenza di milioni di kW, ossia decine di migliaia di volte più potenti delle stazioni radio terrestri.

È noto che l'assorbimento delle onde radio nella ionosfera è prodotto dalla ionizzazione degli alti strati causata dalla radiazione ultravioletta solare. Le eruzioni cataclismiche solari producono una variazione nello stato di ionizzazione e per conseguenza una variazione nell'assorbimento. Durante le osservazioni si è notato che l'improvviso aumento dell'assorbimento (collegato alle eruzioni solari) fino all'estinzione completa, è talvolta preceduto da un improvviso aumento del rumore di fondo del ricevitore. La registrazione del rumore di fondo dà la possibilità di seguirne le variazioni e di porle in relazione coi fenomeni solari. Si sono osservati aumenti fino a un fattore di 10^5.

Il flusso ricevuto dal Sole è dato da:

$$F = \frac{2\pi kT}{\lambda^2}\left(\frac{r}{R}\right)^2 \Delta f$$

in cui F=flusso ricevuto; T=temperatura assoluta; r=raggio del Sole; R=distanza Terra-Sole; k=costante di Boltzmann; Δf=banda di frequenza; λ=lunghezza d'onda.

Se la ricezione avviene con un dipolo sintonizzato sulla mezza lunghezza d'onda, la potenza assorbita P è proporzionata a λ^2 per Δf costante, cioè:

$$P = 0{,}41\, kT \left(\frac{r}{R}\right)^2 \Delta f$$

valore che è superiore, per un fattore dell'ordine di 10^4, a quello proprio del ricevitore (rumore di fondo associato a fenomeni terrestri).

È accertato dunque che è possibile mettere in evidenza una variazione del rumore di fondo nelle ricezioni in onde metriche con un fattore $10^4 \div 10^5$ che si può associare a fenomeni solari. I massimi dell'emissione si hanno in relazione al passaggio delle *macchie* al meridiano centrale del Sole. Inoltre, si distinguono due tipi di emissioni, una a carattere quiescente (fasi di minima attività solare) e una a carattere parossistico (fase di massima attività solare). L'emissione delle macchie può raggiungere temperature dell'ordine di 10^7 °K e in un caso si è misurato fino a $2 \cdot 10^9$ °K.

L'emissione relativa alle macchie è quasi completamente polarizzata circolarmente; il senso della polarizzazione si inverte al passaggio della macchia attraverso il meridiano centrale del Sole. Mentre la macchia è sul meridiano l'onda non è polarizzata. Il senso della polarizzazione dipende dall'inclinazione dell'asse del campo magnetico della macchia rispetto alla congiungente Terra-macchia.

In quanto allo spettro della radiazione elettromagnetica del Sole, esso comincia a farsi sentire ad una lunghezza d'onda di circa 1 metro, ha un'intensità massima per onde di 5 metri e diminuisce d'intensità con l'aumentare della lunghezza d'onda. L'assorbimento della ionosfera e dell'atmosfera terrestre dovrebbe spiegare la riduzione d'intensità per lunghezze d'onda superiori ai 5 metri.

Ad esclusione del Sole non è per ora possibile ricevere segnali radio dalle singole stelle. Oltre a quelli provenienti genericamente dalla *Via Lattea* alcuni scienziati australiani sono riusciti recentemente a captare segnali provenienti da una zona compresa nella costellazione del *Cigno* e segnali analoghi di maggiore intensità provenienti dalla costellazione zodiacale del *Sagittario* in direzione del centro galattico. Da notare che la forte concentrazione della emissione si riscontra verso il piano dell'equatore galattico (fig. 1). Oltre alle esperienze condotte su onda di m 1,87 ne sono state fatte altre su diverse lunghezze d'onda (p. es. vedi fig. 2). I segnali della costellazione del *Cigno* hanno la caratteristica di essere di due specie: un segnale, d'intensità costante, della frequenza di 100 MHz; l'altro, d'intensità variabile, di frequenza più bassa.

Non bisogna confondere questi fenomeni con gli esperimenti eseguiti recentemente a mezzo di un impianto radar col quale si inviò un segnale in direzione della Luna che fu riflesso dalla superficie lunare, tornò indietro e fu ricevuto dallo stesso radar dopo un paio di secondi. Qui invece si tratta di emissioni radio che si originano sul Sole o su altri corpi celesti e che si possono ricevere con apparecchi radio sul tipo di quelli comuni solamente più sensibili e più perfezionati. L'intensità di queste emissioni si misura in maniera

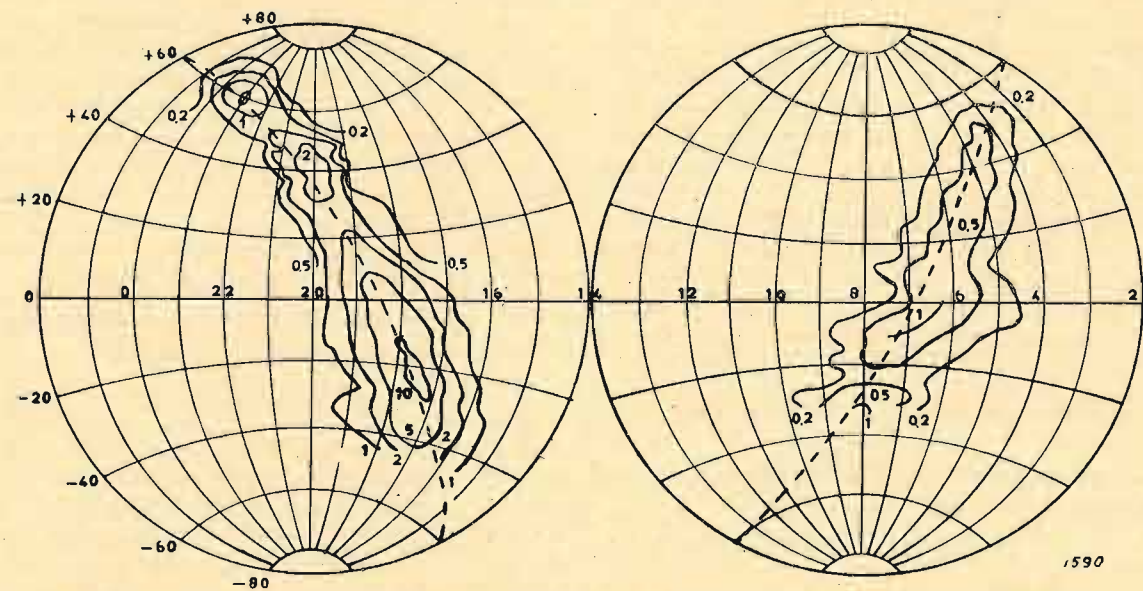



FIG. 1. - Curve di uguale intensità nella lunghezza d'onda di m 1,87 (tracciate in unità 10^{-22} watt/cm²/Mz gradi quadrati). La curva tratteggiata rappresenta l'equatore galattico.

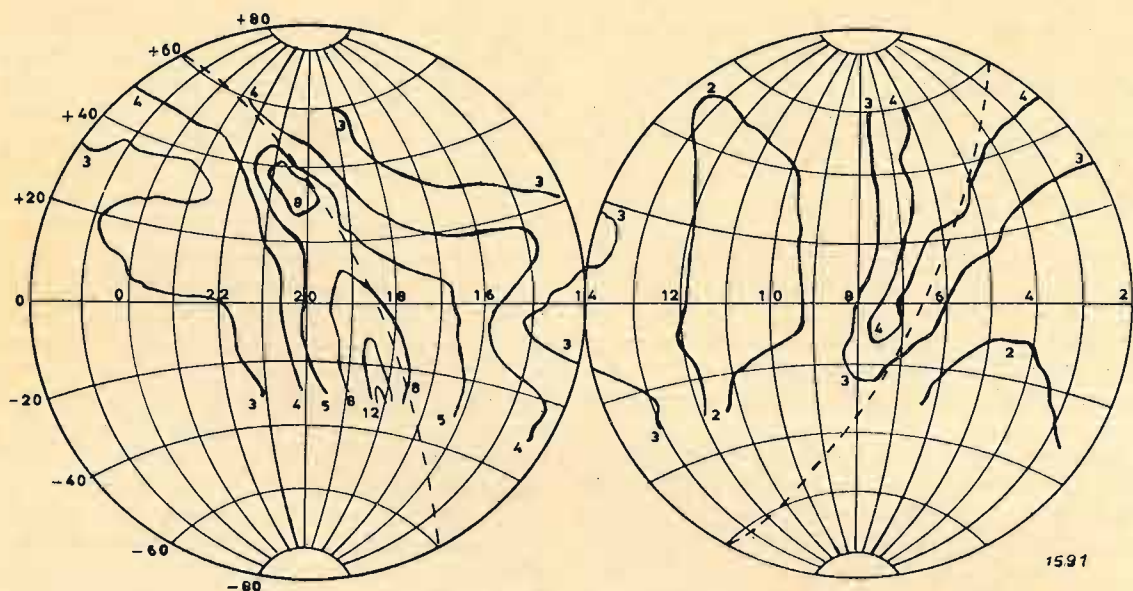



FIG. 2. - Curve di uguale intensità nella lunghezza d'onda di m 4,70 (tracciate in unità 4.10^{-22} watt/cm²/MHz gradi quadrati). La curva tratteggiata rappresenta l'equatore galattico.

analoga, sebbene con strumenti diversi, a quella in uso per la misura della intensità della luce inviataci dai corpi celesti.

Particolarmente per il Sole le ricerche vengono effettuate nel *Cavendish Laboratory* di Cambridge, nell'Osservatorio Astronomico di Camberra (Monte Stromlo in Australia) e nel Laboratorio di Perth, anche in Australia. Le osservazioni, quotidiane, vengono poi pubblicate in memorie trimestrali dall'Osservatorio di Zurigo che è il centro di raccolta dei lavori relativi al Sole fatti dagli Osservatori di tutto il mondo.

È in fase di attuazione il progetto di stabilire una stretta collaborazione fra tre stazioni di osservazione opportunamente situate in longitudine (una in America, una in Europa e una in Austrialia) le quali dovranno compiere osservazioni ininterrotte per tutte le 24 ore) con apposito gruppo radio che può dirsi un *radiotelescopio*, formato da un riflettore parabolico di circa 8 m. di diametro avente nel punto focale l'antenna che convoglia le onde intercettate in un ricevitore ad altissima sensibilità a sua volta collegato con un altoparlante che le rende percepibili all'orecchio. L'apparecchio è montato con *sistema equatoriale*, analogo alla montatura dei telescopi, in maniera da permettere di seguire il Sole nel suo moto apparente sulla sfera celeste o di mantenersi puntato verso una particolare zona del cielo. Il cono di accettanza del riflettore è di circa 6° e perciò non è possibile isolare le emissioni delle singole stelle. Contemporaneamente le osservazioni verranno fatte con strumenti prettamente astronomici (spettroelioscopi, spettroeliografi, coronografi, ecc.).

4. Teorie sull'origine delle onde elettromagnetiche extraterrene.

In quanto all'origine delle radiazioni elettromagnetiche extraterrestri nulla di preciso e definitivo è per ora possibile dire perchè le teorie elaborate sono alquanto discordi e non completamente soddisfacenti. La ipotesi che si trattasse di un prolungamento nella gamma radio delle radiazioni ottiche ed infrarosse del Sole è stata a priori messa da parte perchè l'intensità dei segnali è diverse migliaia di volte maggiore di quella calcolata in tale ipotesi. In merito alle radiazioni provenienti dalla *Via Lattea* alcuni scienziati nordamericani suppongono che esse vengano originate non proprio nelle stelle ma nel gas interstellare e che siano dovute al frenamento degli elettroni liberi, allorchè questi nel loro moto disordinato passano in prossimità di un atomo di gas. Al contrario, il fisico indiano Saha pensa che le radiazioni si originano nelle stelle e precisamente in quelle di tipo solare aventi, come il Sole, gruppi di *macchie*, cioè di regioni perturbate in cui si producono forti campi magnetici, e spiega la sua teoria basandosi su alcune proprietà caratteristiche dei nuclei atomici (il cosiddetto *spin* nucleare) per cui le radiazioni elettromagnetiche sarebbero originate dalla eccitazione dei corrispondenti livelli energetici che si verificherebbero soltanto in presenza di potenti campi magnetici. Infine il fisico Kiepenheuer attribuisce i fenomeni solari a moti giromagnetici che si produrrebbero nella parte più bassa della *corona* solare nelle regioni sovrastanti le *macchie*.

5. La nuova scienza: la radioastronomia - Possibili applicazioni della tecnica della televisione nelle osservazioni astronomiche.

Le esperienze di cui abbiamo fatto cenno sono state la base della nuova scienza a cui si è dato il nome di *radioastronomia*, perchè con l'impiego di apparati radioelettrici, indipendentemente e unitamente alle osservazioni fatte con i più potenti telescopi, si possono studiare i fenomeni celesti con osservazioni del tutto diverse da quelle normalmente fatte fino ad alcuni anni fa negli Osservatori Astronomici. Questo recentissimo campo di ricerche potrà dare interessanti risultati sulla Galassia [3] e sul Sole e permetterà di approfondire gli studi dell'astrofisica in generale e della fisica solare in particolare. Molte applicazioni potranno essere realizzate, tra le altre quella di misurare l'altezza del Sole senza impiegare il sestante apportando così ancora un aiuto alla navigazione sia marittima che aerea. Col sestante, com'è noto, non si può misurare l'altezza del Sole quando il cielo è coperto. Viceversa le onde radio emesse dal Sole arrivano ugualmente agli apparati ricevitori e con l'aiuto di antenne direzionali si potrà conoscere l'altezza del Sole anche senza vederlo.

* * *

In diversi Istituti scientifici degli U.S.A., della Gran Bretagna e della Francia si fanno esperimenti per applicare la tecnica della televisione, in pieno sviluppo, alle osservazioni astronomiche, basandosi sul fatto che i nuovi tubi di ripresa televisiva (*iconoscope image* e *image orthycon*) hanno una sensibilità superiore sia a quella dell'occhio umano che a quella del più rapido materiale fotografico. Applicando il dispositivo elettronico ai telescopi ed agli spettrografi per impressionare le lastre fotografiche, si può ottenere un guadagno di circa 1000, ossia ottenere risultati che potrebbero essere dati soltanto da un obiettivo che avesse un'area 1000 volte maggiore, cioè un diametro 30 volte più grande. Per esempio, il *telescopio riflettore* della Specola di Merate, di un metro di diametro, dotato del sistema elettronico, si comporterebbe come un *riflettore* di 30 metri di diametro. Se si considera che per raddoppiare il diametro, e quindi quadruplicare l'area, del riflettore di metri 2,5 di Monte Wilson e passare a quello di metri 5 del Monte Palomar si dovette sopportare una spesa di 6 milioni di dollari e lavorare per oltre 10 anni, ottenendo in definitiva un risultato non totalmente soddisfacente [4], si rileva l'importanza e il grandissimo vantaggio che si otterrebbe con *telescopi elettronici* i quali verrebbero a costare una diecina di milioni di lire; cifra irrisoria se paragonata a quella che si dovrebbe stanziare per la costruzione di uno strumento di diametro 30 volte più grande e praticamente, oggi, irrealizzabile.

([3]) È l'immenso sistema siderale costituito dall'insieme delle stelle che formano la *Via Lattea*. Si ritiene sia costituito da 100.000.000.000 di stelle una delle quali è il Sole. Ha la forma approssimata di un disco il cui diametro è di 200.000 anni-luce e lo spessore di 10.000 anni-luce (tenendo conto dell'assorbimento galattico della luce la prima di queste due cifre si può forse ridurre a circa 100.000). Le coordinate galattiche compongono uno dei sistemi di coordinate per determinare la posizione degli astri sulla sfera celeste mediante la *longitudine galattica* e la *latitudine galattica*. Il polo boreale galattico cade nella costellazione della *Chioma di Berenice*. Il polo australe galattico cade invece nella costellazione dello *Scultore*. Perciò l'equatore galattico, a differenza dell'equatore celeste il cui piano è normale all'asse di rotazione terrestre, non è sottoposto agli spostamenti provenienti dalle variazioni della direzione dell'asse terrestre e cioè alla *precessione degli equinozi* e alla *mutazione*.

([5]) Il telescopio di Monte Palomar, recentemente inaugurato, non è ancora in grado di poter funzionare perfettamente. Infatti sembra che lo specchio parabolico non reagisca uniformemente alle variazioni di temperatura nel senso che si dilata o restringe all'orlo in misura maggiore che non al centro. Sembra anche che si verifichi nel vetro *pyrex*, di cui è composto lo specchio, il fenomeno del *flusso viscoso*; vale a dire si avrebbe uno *scorrimento* nel vetro quando lo specchio è in posizione obliqua, causato dal suo enorme peso (13 tonnellate). Entrambe le cause provocano una distorsione nelle immagini riflesse. Inoltre, per una imperfezione impercettibile, non si sa se dovuta ad un difetto di lavorazione o se lasciata di proposito onde poter apportare l'eventuale correzione, lo specchio presenta sulla sua superficie esterna, al bordo, una protuberanza di 7,9 centimillesimi di millimetro che contribuisce a deformare le immagini.

BIBLIOGRAFIA

1. E. KRÜGER: *Sullo spettro radio del Sole e della Via Lattea.* Consiglio Nazionale delle Ricerche, Roma, 1948.
2. G. REBER: *Sullo stesso argomento.* « Astrophysical Journal », C, 1944, p. 285.
3. HEY, PARSON e PHILLIPS: *Sullo stesso argomento.* « Nature », CLVII, 1946, p. 296.
4. R. RICAMO: *Il radar e le sue applicazioni in astronomia.* « Coelum », n. 1-2, genn.-febb., 1948.
5. M. KORACH: *Che accade al telescopio di M. Palomar?* « Coelum », n. 5-6, maggio-giugno, 1949.
6. A. DE FILIPPI: *Tubi di ripresa televisiva.* « Elettronica e Televisione », IV, n. 1, genn. 1949, p. 13.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO III - N. 25
Dicembre 1949

1. - Valvola 12SN7 GT.

Il doppio triodo 12SN7-GT, a media amplificazione e con l'uscita dei catodi separati, ha le caratteristiche elettriche, le dimensioni d'ingombro e i collegamenti allo zoccolo uguali a quelli del tipo 6SN7-GT; si differenzia da questo soltanto per la tensione e la corrente di accensione.

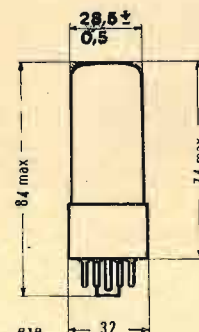



FIG. 1. - Dimensioni d'ingombro della valvola 12SN7GT.

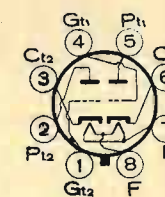



FIG. 2. - Collegamenti allo zoccolo della valvola 12SN7GT.

Le condizioni normali di impiego, le caratteristiche di funzionamento, la tabella dei valori per l'impiego della valvola come amplificatrice a resistenza e capacità sono quelli pubblicati nel Bollettino d'Informazioni n. 20 del luglio 1949 per la 6SN7-GT. La posizione di montaggio è anche in questo caso qualsiasi.

Sono da tener presenti soltanto le seguenti varianti:

Tensione di accensione	12,6 V
Corrente di accensione	0,15 A

Per comodità del lettore si riportano, nelle figure 1 e 2, le dimensioni di ingombro e le connessioni allo zoccolo già indicato per le 6SN7-GT, e valide come si è detto anche per la 12NS7-GT.

2. - Dimensioni d'ingombro delle valvole FIVRE 6E5 e 6E5 GT.

Al fine di rendere sostituibili le valvole di produzione *Fivre* con le corrispondenti americane, sono state variate le quote dei tipi sopra indicati. Le nuove quote sono quelle segnate per ciascun tipo nelle figure 3 e 4.

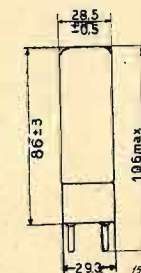



FIG. 3. - Dimensioni d'ingombro della valvola 6E5.

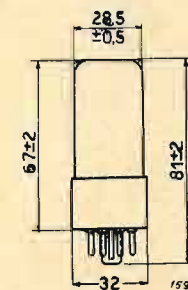



FIG. 4. - Dimensioni d'ingombro della valvola 6E5GT.

Con la presente si annullano le dimensioni rese note in altre pubblicazioni.

3. - Modifiche apportate alle strutture delle valvole.

(Seguito agli articoli pubblicati nei Bollettini n. 18 e 21).

807.

Le modifiche di struttura, già attuate su valvole molto diffuse, sono continuate per alcuni altri tipi prodotti in numero meno notevole, ma tuttavia importanti per i particolari impieghi cui sono stati destinati.

A quest'ultima categoria appartiene la valvola 807, noto tetrodo a fascio elettronico che ha applicazioni sia come oscillatore che come amplificatore ed è in grado di erogare notevole potenza anche per alte frequenze di lavoro e con elevate tensioni applicate agli elettrodi.

Si è ritenuto necessario irrobustire l'armatura, che è molto alta, anche per eliminare alcuni inconvenienti verificatisi in funzionamento.

L'irrobustimento degli elementi che costituiscono l'armatura ha anche aumentato la capacità di detti elementi a dissipare le massime potenze richieste.

Esaminiamo ora in dettaglio le due strutture: vecchia e nuova.

Nelle figg. 5 e 6 sono rappresentate l'insieme delle due armature e i vari elementi separati. A prima vista appare la differenza fra i ponti isolati in mica che nella nuova armatura hanno dimensioni e spessore maggiori che nella vecchia. Ciò permette di ricavare fori di alloggiamento per gli isolatori ceramici dell'anodo, i quali vengono così saldamente fissati e contribuiscono a irri-

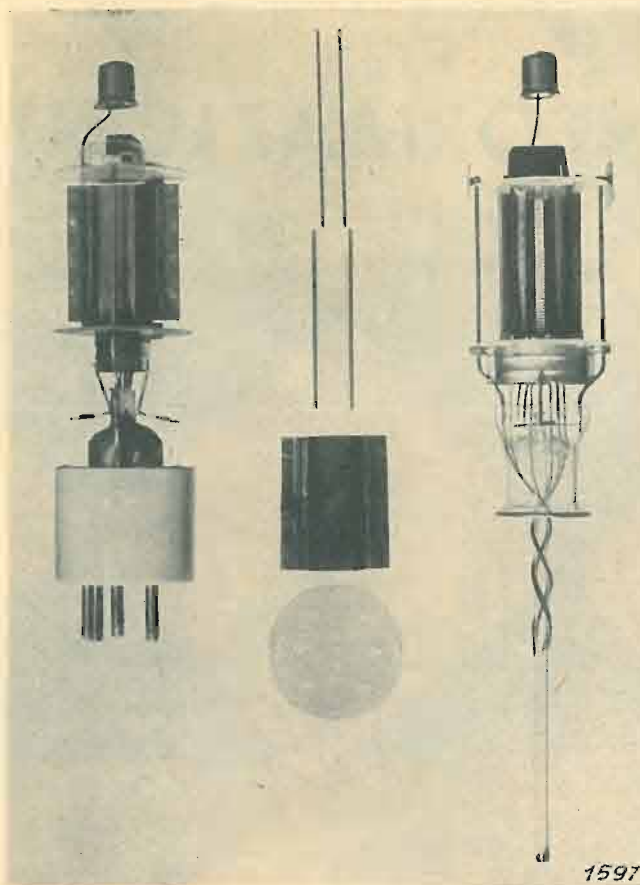



Fig. 5. - Nuove armature e parti costitutive della valvola 807.

Fig. 6. - Vecchie armature e parti costitutive della valvola 807.

gidire l'intera struttura. Anche l'anodo nella nuova armatura è stato modificato per rendere più serrato il contatto cogli isolatori ceramici. Mentre infatti nella vecchia armatura questi ultimi erano fissati all'anodo mediante linguette ricavate dall'anodo stesso, nella nuova tale scopo è stato ottenuto molto più efficacemente ricavando nel corpo dell'anodo 4 scanellature longitudinali in cui si incastrano gli isolatori ceramici.

Nella nuova armatura poi ambedue le griglie hanno diametro maggiore che nella vecchia, il che contribuisce alla dissipazione del calore.

Lo smaltimento di calore è particolarmente importante per la 1ª griglia. A questo scopo nel supporto per la nuova armatura i reofori su cui è saldata la prima griglia sono di sezione maggiore che nei vecchi supporti e costruiti di rame anzichè di nichel. Mediante tale accorgimento e coll'adozione di materiale a basso potere emissivo nella costruzione della spirale della prima griglia è stato eliminato il pericolo di emissione di griglia.

Naturalmente variando le dimensioni delle barre di griglia si è presentata la necessità di modificare la distanza per avere un interspazio fra le barre della prima e della seconda griglia compatibili coi limiti di sicurezza; a questo scopo la distanza fra barra e barra della seconda griglia è stata maggiorata.

Le varianti sopra esposte hanno richiesto come conseguenza una rielaborazione della geometria interna della valvola per poter conservare le predeterminate distribuzioni di potenziale e andamenti delle correnti elettroniche.

E' questo il motivo che ha richiesto il completo cambiamento dei deflettori i quali debbono assicurare una linea di campo a potenziale zero in una prefissata zona fra catodo e anodo, in modo da evitare sia emissioni secondarie da parte dell'anodo, sia deformazioni delle curve caratteristiche della valvola.

Ing. L. Par.

4. - Sostituzione di valvole ad accensione in serie.

Per la riparazione di apparecchi radio con valvole alimentate in serie, capita, non di rado, di dover sostituire un tipo di valvola con un altro perfettamente identico ad eccezione del circuito di filamento.

Nel presente articolo vengono illustrati alcuni esempi di varianti da apportare al predetto circuito in modo che la sostituzione della valvola sia possibile. Tali varianti vengono realizzate inserendo nel circuito in questione delle resistenze i serie o in parallelo, oppure contemporaneamente, a seconda dei casi che via via analizzeremo (fig. 7 A-B-C-D-E-F).

Il valore della potenza dissipata dalle resistenze di

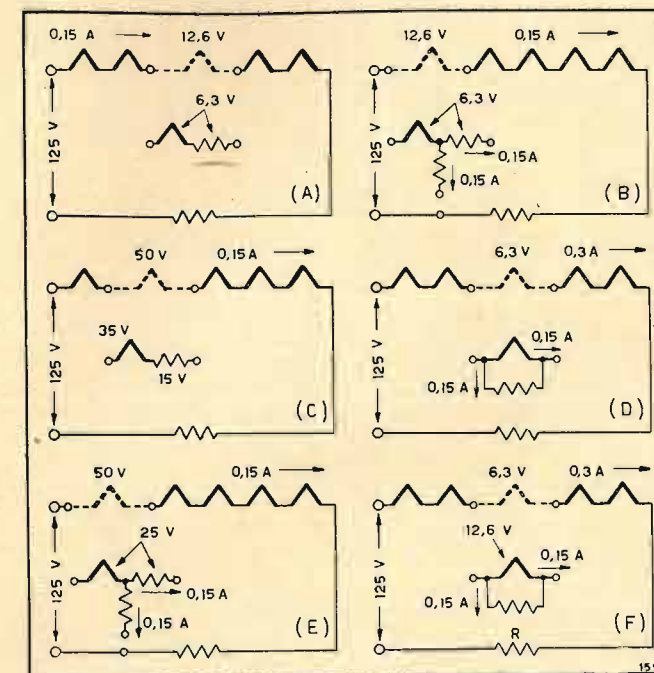



Fig. 7. - Varianti da eseguire ai circuiti di accensione in serie per rendere possibili alcune sostituzioni di valvole.

adattamento deve essere calcolato con diverso margine di sicurezza a seconda che si trovino contenute in un apparecchio in cui vi sia libera circolazione d'aria oppure in un apparecchio di costruzione compatta.

a) Sostituire ad una valvola accesa con 12,6 V - 0,15 A un'altra accesa con 6,3 V - 0,15 A.

La sostituzione è possibile se nel circuito di filamento verrà aggiunta in serie alla nuova valvola una resistenza del valore di (fig. 7 A):

$$R = \frac{12{,}6 - 6{,}3}{0{,}150} = 42 \text{ ohm}$$

con dissipazione:

$$W = 6{,}3 \times 0{,}150 = 1\text{W}$$

b) Sostituire ad una valvola accesa con 12,6 V - 0,15 A, in un apparecchio con accensione in serie e tensione totale sul circuito dei filamenti (compreso il resistore di protezione) di 125 V, una valvola accesa con 6,3 V - 0,3 A; per effettuarne la sostituzione, nel circuito del filamento dovranno essere inserite una resistenza in serie per ridurre la tensione da 12,6 V a 6,3 V e una resistenza in parallelo a tutte le altre valvole perchè la corrente necessaria alla nuova valvola debba essere di 0,3 A (fig. 7 B).

Per la resistenza in parallelo si ha:

$$R = \frac{125 - 6{,}3}{0{,}150} = 793 \text{ ohm}$$

$$W = (125 - 6{,}3) \times 0{,}15 = 18\text{ W}$$

Per la resistenza in serie si ha:

$$R = \frac{12{,}6 - 6{,}3}{0{,}150} = 42 \text{ ohm}$$

$$W = 6{,}3 \times 0{,}150 = 1\text{W}$$

c) Sostituire ad una valvola accesa con 50 V - 0,15 A un'altra accesa con 35 V - 0,15 A; il valore della resistenza da aggiungere in serie è (fig. 7 C):

$$R = \frac{50 - 35}{0{,}15} = 100 \text{ ohm}$$

$$W = (50 - 35) \times 0{,}15 = 2{,}3\text{ W}$$

d) Sostituire ad una valvola accesa con 6,3 V - 0,3 A un'altra accesa con 6,3 V - 0,15 A; in parallelo alla nuova valvola deve essere inserita una resistenza (fig. 7 D) il cui valore è:

$$R = \frac{6{,}3}{0{,}15} = 42 \text{ ohm}$$

$$W = 6{,}3 \times 0{,}15 = 1\text{W}$$

e) Sostituire ad una valvola accesa con 50 V - 0,15 A, in un apparecchio con accensione in serie e tensione totale sul circuito dei filamenti (compreso il resistore in serie di protezione) di 125 V, una valvola accesa con 25 V - 0,3 A; per effettuarne la sostituzione sul circuito del filamento dovranno essere inserite una resistenza in serie per ridurre la tensione da 50 V a 25 V e una resistenza in parallelo a tutte le altre valvole perchè la corrente necessaria alla nuova valvola debba essere di 0,3 A (fig. 7 E).

Per la resistenza in parallelo si ha:

$$R = \frac{125 - 25}{0{,}15} = 666 \text{ ohm}$$

$$W = (125 - 25) \times 0{,}15 = 15\text{W}.$$

Per la resistenza in serie si ha:

$$R = \frac{50 - 25}{0{,}15} = 166 \text{ ohm}$$

$$W = (50 - 25) \times 0{,}15 = 3{,}8\text{ W}$$

f) Sostituire ad una valvola accesa con 6,3 V - 0,3 A un'altra accesa con 12,6 V - 0,15 A; il procedimento per il calcolo è identico a quello del paragrafo *d*) (fig. 7 F):

$$R = \frac{12{,}6}{0{,}15} = 84 \text{ ohm}$$

$$W = 12{,}6 \times 0{,}15 = 2\text{ W}$$

In questo caso, in seguito alla sostituzione, la tensione totale della serie dei filamenti risulta aumentata di 6,3 V, cioè della differenza 12,6 - 6,3 V tra la tensione di accensione della nuova valvola e quella della valvola primitiva. Quindi, restando la tensione di rete al valore primitivo, si dovrà procedere alla regolazione della resistenza *R* che è posta nel circuito come elemento protettivo dei filamenti: il valore della resistenza *R* deve essere diminuito di 21 ohm pari all'aumento della tensione di 6,3 V diviso per la corrente di 0,3 A.

5. - Sostituzione di valvole. (Seguito degli articoli pubblicati sui Bollettini N. 21 22 e 24).

TABELLA DELLE SOSTITUZIONI

Tipo da sostituire	Tipi corrispondenti FIVRE	Varianti da effettuare ai circuiti
6SA7G/GT	12SA7GT	3
6SC7	6SL7GT	2
	12SLGT	2-3
6SF5	6C5G	1-2
	6J5GT	2
6SF5GT	6C5G	1-2
	6J5GT	2
6SF7	6BN8G	1-2
	6BN8GT	2
6SG7	6AB7GM	2
	1853GT	1-2
6SH7	6AC7GM	2
	1851GT	1-2
6SJ7	6C6	1-2-4
	6J7G	1-2
	6J7GT	2
	6SJ7GT	
	12J7GT	2-3
	12SJ7GT	3
	57	1-2-3-4
	77	1-2-4
	1603T	1-2-4
6SJ7GT	6C6	1-2-4
	6J7G	1-2
	6J7GT	2
	12J7GT	2-3
	12SJ7GT	3
	57	1-2-3-4
	77	1-2-4
	1603T	1-2-4
6SK7	6D6	1-2-4
	6K7G	1-2
	6K7GT	2
	6NK7GT	2
	6SK7GT	
	6U7G	1-2
	12K7GT	2-3
	12NK7GT	2-3
	12SK7GT	3
	58	1-2-3-4
	78	1-2-4

Tipo da sostituire	Tipi corrispondenti FIVRE	Varianti da effettuare ai circuiti
6SK7G/GT	6D6	1-2-4
	6K7G	1-2
	6K7GT	2
	6NK7GT	2
	6U7G	1-2
	12K7GT	2-3
	12NK7GT	2-3
	12SK7GT	3
	58	1-2-3-4
	78	1-2-4
6SL7GT	12SL7GT	3
6SN7GT	12SN7GT	3
6SQ7	2A6	1-2-3-4
	6B6G	1-2
	6B6GT	2
	6Q7G	1-2
	6Q7GT	2
	6SQ7GT	
	12Q7GT	2-3
	12SQ7GT	3
	75	1-2-4
6SQ7G/GT	2A6	1-2-3-4
	6B6G	1-2
	6B6GT	1-2
	6Q7G	1-2
	6Q7GT	2
	12Q7GT	2-3
	12SQ7GT	3
	75	1-2-4
6SR7	85	1-2-4
6SS7	6D6	1-2-3-4
	6K7G	1-2-3
	6K7GT	2-3
	6NK7GT	2-3
	6SK7GT	3
	6U7G	1-2-3
	12K7GT	2-3
	12NK7GT	2-3
	12SK7GT	3
	58	1-2-3-4
	78	1-2-3-4
6ST7	85	1-2-3-4

Tipo da sostituire	Tipi corrispondenti FIVRE	Varianti da effettuare ai circuiti
6T7G	2A6	3-4
	6B6G	3
	6B6GT	3
	6Q7G	3
	6Q7GT	2-3
	6SQ7GT	2-3
	12Q7GT	2-3
	12SQ7GT	2-3
	75	3-4
6U5/6G5	6E5	
	6E5GT	4
6U7G	6D6	4
	6K7G	
	6K7GT	2
	6NK7GT	2
	6SK7GT	2
	12K7GT	2-3
	12NK7GT	2-3
	12SK7GT	2-3
	58	3-4
	78	4
6V6	6F6G	1-3
	6F6GT	3
	6K6G	
	6K6GT	
	6L6G	1-3
	6V6G	
	6V6GT	
	41	1-4
	42	1-3-4
	89	1-2-4
6V6G/GT	6F6G	3
	6F6GT	3
	6K6G	
	6K6GT	
	6L6	1-3
	41	1-4
	42	1-3-4
	89	1-2-4
6V7G	85	4
6W7G	6C6	3-4
	6J7G	3
	6J7GT	2-3
	6SJ7GT	2-3
	12J7GT	2-3
	12SJ7GT	2-3
	57	3-4

Tipo da sostituire	Tipi corrispondenti FIVRE	Varianti da effettuare ai circuiti
	77	3-4
	1603T	1-2-4
6X5	6X5G	
	6X5GT	
6Y5	6X5G	4
	6X5GT	4
6Y6G	6L6G	1
	6V6G	
	6V6GT	
6Y7G	6A6	1-3-4
	6N7G	3
	6N7GT	3
	53	1-3-4
	79	2-4
6Z5	6X5G	4
	6X5GT	4
6Z7G	6A6	1-3-4
	6N7G	3
	6N7GT	3
	53	1-3-4
	79	2-3-4
6ZY5G	6X5G	3
	6X5GT	3
7A4*	6C5G	4
	6J5GT	4
	6SN7GT	3-4
	12SN7GT	3-4
	27	1-3-4
	37	1-4
	56	1-3-4
	76	1-4
7A5	6L6G	1-3-4
	6V6G	4
	6V6GT	4
7A6	6H6G	3-4
	6H6GT	3-4
7A7	6D6	1-2-4
	6K7G	1-2-4
	6K7GT	2-4
	6NK7GT	2-4
	6SK7GT	4
	6U7G	1-2-4

* In sostituzione di questo tipo si può usare anche il pentodo 6C6 connesso a triodo (schermo e soppressore collegati all'anodo).

Ufficio Pubblicazioni Tecniche
FIVRE - PAVIA

VARIETÀ SCIENTIFICHE

LA TELEVISIONE QUALE PRATICO MEZZO PER LA VALUTAZIONE DEGLI EFFETTI DELLA COMBUSTIONE

L'uso industriale della televisione per ottenere una rapida, distinta, qualitativa valutazione dell'effetto della combustione si è rivelato praticamente possibile nei recenti esperimenti compiuti dai tecnici della RCA sui motori aereonautici a reazione. Questo è quanto ha dichiarato il signor Hugh H. Spencer della Sezione Ricerche e Progetti del Dipartimento RCA per la produzione industriale.

Gli altri esperimenti compiuti con un tubo orthicon a sensitività infrarossa (infra-red sensitive image orthicon tube) hanno potuto stabilire che un sistema televisivo può rivelare i « punti caldi » sui metalli prima ancora che siano visibili all'occhio umano. Sull'immagine televisiva si potevano infatti osservare distintamente le zone di metallo riscaldate, molto tempo prima che l'occhio potesse discernere alcuna colorazione rossa sulla lamiera stessa.

Tale serie di esperimenti venne intrapresa in collaborazione con i tecnici della « Wright Aeronautical Corporation » onde stabilire l'applicabilità della televisione monocromatica per una valutazione approssimata e continua del funzionamento e del comportamento dei motori a propulsione, ottenibile mediante l'osservazione della loro fiamma di scarico.

Le prove iniziali condotte diversi mesi orsono nello stabilimento della Wright Aereonautical Corporation a Wood-Ridge, N.J., e le successive ricerche compiute nei Laboratori sperimentali della RCA con un comune sistema a due macchine da presa, hanno dimostrato l'importanza della televisione nello studio e nell'osservazione degli effetti combustivi.

I livelli d'illuminazione adeguati per l'osservazione diretta a occhio nudo, sono pure adeguati per la Camera da presa televisiva fornita di un tubo tipo RCA-5820. L'impiego dei filtri colorati permette l'uso della televisione per l'ottenimento di una rapida, distinta, qualitativa valutazione degli effetti della combustione, quasi altrettanto esatta di quella che si ottiene con l'osservazione diretta della fiamma. Il tubo RCA-5820 si è dimostrato completamente soddisfacente per questa operazione.

Il sistema televisivo può venire usato come rivelatore qualitativo del « punto caldo » per temperature superiori ai 600° quando la macchina da presa è munita di tubo a sensitività infrarossa. Dati quantitativi si possono ottenere includendo nel campo visivo una piastra metallica di prova che si sottoporrà ad un riscaldamento graduale e controllato in modo da produrre sull'immagine una scala delle diverse tonalità del colore grigio.

FIG. 1. - Il tubo RCA 5820.

Queste conclusioni non devono essere interpretate come un indizio che la comune apparecchiatura televisiva può venire adoprata a caso per la soluzione di tutti i problemi sul tipo di quelli trattati in questi esperimenti. Infatti, bisogna tener presente che i disturbi ambientali, le temperature eccessive, ed altre condizioni possono richiedere speciali trattamenti.

MODIFICAZIONI DELLE ASSEGNAZIONI DI FREQUENZE RADIO, EMANATE DALLA F.C.C. (S.U.A.)

Mutamenti nelle assegnazioni della Commissione Federale e nelle norme che regolano i servizi radio speciali compresi fra i 25 ed i 460 MHz sono stati annunciati nel Foglio di Notizie n. 35345 del 3 maggio '49. I cambiamenti avranno effetto dal 1° luglio 1949. Le modifiche contemplate nel sucitato foglio di notizie riguardano le seguenti categorie: Experimental Radio Mobile, Emergency Radio Service, Miscellaneous Radio Service, Utility Radio Service, e Railroad Radio Service. Tutti questi servizi sono stati assorbiti dalle seguenti quattro nuove più importanti categorie: Servizio Radio per i trasporti terrestri, Servizio Radio Mobile pubblico, Servizio Radio per l'Industria e Servizio Radio per la Sicurezza pubblica. Il Servizio Mobile Marittimo viene mantenuto e con le nuove norme avrà un numero di dodici frequenze nella banda 152-162 MHz.

La classificazione dell'Experimental General Mobile Radio è stata sostituita con le seguenti tre categorie maggiori:

SERVIZIO RADIO PER I TRASPORTI TERRESTRI — A questo gruppo appartengono i seguenti altri servizi:

Servizio Radio ferroviario e per le auto pubbliche.

Servizio radio per autotrasporti di linea adoprato *da persone ed organizzazioni regolarmente addette alla condotta di camions lungo le strade fuori dall'area metropolitana.*

Servizio radio per autobus interurbani le cui autorizzazioni si riferiscono ai comuni trasporti operanti sulle autostrade pubbliche fra determinati punti della città.

Servizio radio per il transito urbano riguarda le persone o le organizzazioni che effettuano trasporti pubblici entro la cerchia urbana.

Servizio radio per l'assistenza agli automobilisti permette ai garagisti e alle associazioni di automobilisti di operare l'equipaggiamento mobile per l'invio di soccorsi alle macchine infortunate.

SERVIZIO RADIO MOBILE PER IL PUBBLICO — La seconda delle nuove categorie fornisce, dietro noleggio, servizio di comunicazioni fra le stazioni terrestri fisse e mobili.

SERVIZIO RADIO PER L'INDUSTRIA — La terza nuova categoria, comprende i seguenti sottoservizi: Energia elet-

trica, Petrolio, Prodotti forestali, Cinematografia, Stampa, Industrie speciali.

Stampa: può fruire di un servizio mobile radio completo. In origine questo servizio era limitato all'equipaggiamento del tipo portatile fra la scena delle notizie ed il reporter all'apparecchio telefonico più prossimo.

Industrie speciali: le licenze per questo sottoservizio vengono concesse soltanto a coloro che sono addetti ai processi di costruzione e di fabbricazione.

SERVIZIO RADIO PER LA SICUREZZA PUBBLICA — E' una nuova categoria che sostituisce il Servizio Radio di Emergenza. Esso emana norme riguardanti la Polizia, i Vigili del Fuoco, la conservazione delle foreste, la manutenzione delle autostrade, e lo speciale Servizio Radio di emergenza.

Le nuove assegnazioni per il *Servizio Radio per i trasporti terrestri* sono:

Per il *Servizio Radio ferroviario*: 41 dei 47 canali nella banda da 152 a 162 MHz sono stati assegnati alle 32 linee ferroviarie operanti entro e fuori Chicago, e 39 sono state assegnate alle linee ferroviarie situate nelle zone fuori di detta città. I canali assegnati fuori Chicago possono venire divisi dalla Sicurezza Pubblica in zone dove non causino interferenze alle linee ferroviarie. Otto frequenze sono state assegnate sulla banda da 450 a 460 MHz.

Il *Servizio Radio per le auto pubbliche*, si tiene le originali assegnazioni di 152,27 e di 157,53 MHz e guadagna sei frequenze nella banda da 152 a 162 MHz. Le frequenze sono divise in due gruppi, aventi ognuno quattro canali adiacenti.

Al *Servizio Radio per i trasporti di linea* vengono assegnate sette frequenze sulla banda da 30 a 40 MHz.

Il *Servizio Radio per il transito* urbano dispone di sette frequenze esclusive sulla banda da 44 a 50 MHz, di 13 sulla banda da 30 a 44 MHz ed in misura eguale con gli altri servizi, esso si divide otto frequenze con il servizio Radio ferroviario sulla banda da 450 a 460 MHz.

Il *Servizio Radio per l'Assistenza automobilistica* ha una frequenza esclusiva sulla banda da 30 a 44 MHz e due canali esclusivi sulla banda da 450 a 460 MHz.

SERVIZIO RADIO MOBILE PER IL PUBBLICO — A questo servizio sono state assegnate 24 frequenze sulla banda da 30 a 44 MHz e 20 sulla banda da 152 a 162 MHz. In aggiunta, la nuova regolamentazione provvede 4 frequenze sulla banda da 35 a 44 MHz per il servizio di raccolta e di consegna dei telegrammi della Western Union ora in funzione a Baltimora.

SERVIZIO RADIO PER L'INDUSTRIA — Il numero dei canali assegnati a questo servizio supera di molto quello di ogni altro tipo di servizio. Le allocazioni sono: 16 frequenze usabili fra i 25 ed i 30 MHz, 58 fra i 44 e i 50 MHz, 23 fra i 152 ed i 162 MHz, due megahertz di spazio nella banda da 450 a 460, ed un impiego suddiviso di un numero di bande sulle microonde.

Servizio Stampa: questo dovrà dividersi quattro frequenze sulla banda da 162 a 174 MHz col Servizio Cinematografico e si dividerà altre 20 frequenze sulla banda da 450 a 460 MHz con gli altri servizi industriali.

La *Trasmissione Relay* divide nove dei 14 canali disponibili con i servizi industriali sulla banda da 152 a 162 MHz.

IL SERVIZIO RADIO PER LA SICUREZZA PUBBLICA possiede delle allocazioni di frequenza esclusive sulla banda da 44 a 50 MHz.

LA RADIO DELLA POLIZIA ha perso alcune frequenze sulla banda da 152 a 162 MHz, ma ha guadagnato un numero eguale di frequenze esclusive sulla banda da 158 a 159 MHz.

Il *Servizio per la conservazione delle foreste* ha quattro frequenze esclusive sulla banda da 152 a 162 MHz e nove canali tra i 170 ed i 173 MHz.

Il *Servizio Radio per la manutenzione delle autostrade* possiede delle frequenze esclusive sulla banda da 44 a 50 MHz e la banda da 152 a 162 MHz può venire usata su un criterio equalitario.

(424/169)

PRODOTTI DELL'INDUSTRIA ELETTRONICA

RADAR MERCANTILE DELLA G.E.C.

La «*International General Electric Company*», a mezzo della *Compagnia Generale Elettronica*, sua distributrice per l'Italia nel settore Radioprofessionale, ha annunciato in questi giorni la presentazione di un nuovo tipo di Radar per navigazione marittima denominato «Master Electronic Navigator».

Si tratta di una apparecchiatura destinata alle navi mercantili allo scopo di poter condurre la navigazione di notte in avverse condizioni atmosferiche quando la visibilità sia nulla.

Forte della notevole esperienza in questo campo e sulla scorta dei risultati forniti dai precedenti tipi di Radar, la General Electric ha costruito questo nuovo modello che presenta una serie notevole di innovazioni su tutti gli altri tipi normalmente in uso.

L'apparato si compone di un trasmettitore che lavora su frequenze dell'ordine di 10 000 MHz, con emissione ad impulsi della durata di circa 0,2 microsec e potenza di impulso di 50 kW. Il generatore a radiofrequenza è un magnetron a cavità dal quale gli impulsi a mezzo di una guida d'onda vengono portati al sistema radiante. Questo è un tronco di parabole posto in continua rotazione in senso azimutale in modo da esplorare con continuità l'orizzonte. L'apertura del fascio d'onda è di 0,9° in azimut, mentre nel senso

zenitale un particolare accorgimento denominato «Taperlobe» permette una notevole apertura e la riduzione dei lobi laterali a −33 dB con la soppressione delle direzioni di eco nullo. Un ricevitore supereterodina con oscillatore locale (klystron) separato e con mescolazione su cristallo provvede alla ricezione e rivelazione dei segnali. Questi vengono portati poi su un doppio canale video che alimenta due tubi a raggi catodici a lunga persistenza, separati e aventi scopi diversi.

Il primo, con un diametro di 7 pollici, viene chiamato «tubo di sicurezza» ed è continuamente in funzione esplorando una superficie di 2 miglia di raggio; mentre il secondo (tubo di lavoro, con diametro di 12 pollici) può esplorare le scale di 1/2-3-8-20-40 miglia. Come si vede dalla figura i due tubi sono vicini per modo che mentre si esplorano distanze maggiori o minori col «tubo di lavoro», il «tubo di sicurezza» assicura che nello spazio di manovra non vi sono (o vi sono e sono individuati) ostacoli che impediscono la navigazione. Tutta la parte video, oscillografica e gli alimentatori relativi sono contenuti in un unico mobile che ha possibilità di rotazione e di innalzamento per adattarsi agevolmente alla statura e alla posizione dell'operatore. La parte ad alta frequenza è contenuta invece in un secondo cofano che può essere sistemato a paratia.

L'alimentazione di tutto l'apparato è effettuata da un gruppo convertitore a frequenza di 400 periodi; detta frequenza permette una notevole riduzione nel peso e negli ingombri dei trasformatori, una semplificazione nei filtraggi, ecc.

La lettura degli angoli viene fatta direttamente leggendo sulla graduazione posta intorno ai tubi a raggi catodici l'azimut dell'eco; la lettura delle distanze può essere fatta invece o per interpolazione tra le marche fisse di riferimento o per lettura diretta su un quadrante munito di un marcatore mobile.

Vi è inoltre la possibilità di asservire la graduazione azimutale alla girobussola in modo da avere dei rilevamenti veri anzichè polari.

Come nei tipi precedenti, la General Electric si è preoccupata, per dare la maggior possibile sicurezza ai naviganti, di provvedere l'apparato di un sistema che indichi se il Radar è efficiente o meno. Si tratta di un risonatore cavo (echo-box) che permette di controllare visualmente sul tubo a raggi catodici se le parti trasmittenti e riceventi siano o meno in condizioni normali di funzionamento.

Numerosi altri accorgimenti sono stati usati su questo nuovo apparato che rappresenta l'ultimo perfezionamento dei Radar per navigazione. Basti accennare al controllo automatico di frequenza dell'oscillatore locale, alla sospensione elastica di tutte le parti, ai dispositivi antighiaccio, ai termostati di controllo, al sistema Selsyn di sincronismo, per rilevare come questo apparato, che avrà larghissime applicazioni, sia il più moderno e reale contributo della scienza e della tecnica per la sicurezza della vita umana in mare.

VG/lb. (444)

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

H. F. OLSON - J. PRESTON - D. H. CUNNINGHAM: ***Nuovo altoparlante bifonico da 380 mm.*** (New 15-inch Duo-Cone. Loudspeaker) «Audio Engineering», Vol. XXXIII, n. 10, ottobre 1949, p. 20 con 13 figure.

Il crescente impiego degli altoparlanti bifonici a radiazione diretta è dovuto ai loro importanti vantaggi quali la notevole uniformità di responso in una ampia gamma di frequenze e la semplicità di costruzione e di impiego.

Il nuovo altoparlante descritto dagli autori consente una riproduzione scevra dagli inconvenienti presentati dagli altri sistemi bifonici nei quali le due sorgenti sono situate ad una certa distanza. Questo nuovo tipo di altoparlante rappresenta un notevole perfezionamento del tipo LC1A nel quale le sorgenti erano concentriche e coassiali ma con eccitazioni indipendenti [1].

Il nuovo tipo denominato Duo-Cone 515S1 ha i due coni separati pilotati, ciascuno, da una propria bobina mobile mentre l'eccitazione è unica per entrambi.

Tale eccitazione richiede due traferri che vengono a trovarsi in serie nel circuito magnetico alimentato da un solo magnete permanente di dimensioni appropriate (Alnico V, peso kg 0,91). Questa speciale disposizione consente una produzione in gran serie e a basso costo.

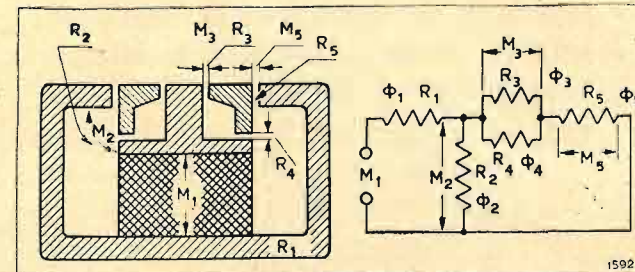



FIG. 1. - Circuito magnetico dell'altoparlante Duo-Cone. La rete equivalente semplifica lo studio per il calcolo delle varie riluttanze e relative f.m.m.

La figura 1 mostra la sezione del circuito magnetico impiegato e la corrispondente rete equivalente. Il magnete M_1 alimenta il circuito comprendente in serie le riluttanze R_1, del mantello di ferro, R_3, del traferro per la bobina mobile del radiatore dei suoni gravi e medi e la riluttanza R che è la risultante del parallelo di R_3 ed R_4. R_3 rappresenta la riluttanza del traferro per la bobina mobile del radiatore dei suoni acuti ed R_4 la riluttanza del traferro aggiuntivo costituente uno shunt magnetico per R_3. In parallelo viene a disporsi la riluttanza R_2 dei flussi dispersi.

[1] H. F. OLSON e J. PRESTON: *Wide Range Loud speaker Developments.* «R.C.A. Review» VII, 2 giugno, 1946, p. 155 (Recensione su «Elettronica», II, 3, marzo 1947, p. 118).

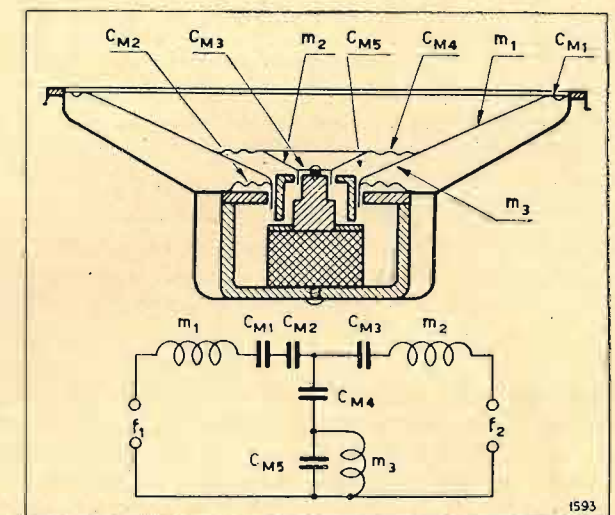



FIG. 2. - Struttura meccanica dell'altoparlante Duo-Cone. Nella analogia elettrica del sistema meccanico vengono indicate con C_{M_1}, C_{M_2}, C_{M_3}, C_{M_4}, C_{M_5} le varie cedevolezze, con m_1, m_2 le masse rispettivamente del cono toni bassi e medi e del conetto per gli acuti e con m_3 la massa dell'aria nei fori di sfogo. Questo sfogo è necessario perchè altrimenti il cono grande trascinerebbe il cono piccolo.

L'efficienza di questa disposizione è maggiore di quella di due strutture magnetiche indipendenti malgrado la perdita della parte di flusso che si stabilisce nel traferro R_4 nonchè i flussi dispersi dal circuito. Questo risultato è dovuto al fatto che i flussi perduti sono percentualmente minori di quelli dispersi da due strutture magnetiche indipendenti.

Il sistema vibrante consiste in due coni (fig. 2). Uno risulta di massa considerevole e serve per i suoni gravi e medi. L'altro, connesso con il suo bordo a quello grande, è di massa e diametro minori e serve per la riproduzione dei suoni acuti. I due coni sono congruenti; infatti il cono grande è il prolungamento del cono piccolo.

In questa costruzione, particolare attenzione è stata rivolta alla giunzione dei due radiatori per evitare che le vibrazioni del cono dei bassi si trasmettano al cono degli acuti. Si è ottenuta una soddisfacente indipendenza di funzionamento aumentando, sino al massimo consentito, la rigidità del centratore del cono per gli acuti ed aprendo degli sfoghi per l'aria contenuta nella cavità C_{M_3}.

La risposta di questo sistema bifonico è abbastanza costante fra 40 e 11.000 Hz; le escursioni della resa acustica, al variare della frequenza, sono contenute in ± 3 dB (fig. 3). Al variare della direzione il campo sonoro è abbastanza indipendente dalla frequenza; l'altoparlante in esame diviene infatti leggermente direzionale intorno ai 10.000 Hz pur avendo ancora un angolo di radiazione utile di circa 60° totali. La distorsione di non linearità di questo altoparlante si aggira intorno

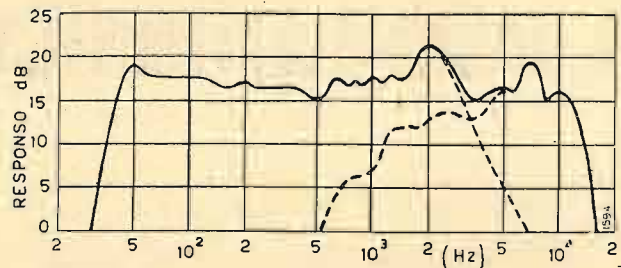



FIG. 3. - Curva di risposta dell'altoparlante effettuata sull'asse. Le linee tratteggiate forniscono un'idea della risposta di ciascun altoparlante separatamente.

al 3%, con una potenza d'ingresso di 5 watt. Con potenze minori la distorsione è pressochè trascurabile.

Le caratteristiche illustrate lo indicano come un ottimo altoparlante per impianti riproduttori ad alta fedeltà.

R. Z.

NOTA DEL RECENS. — *Il carattere di novità di questo altoparlante deriverebbe essenzialmente, secondo gli A.A., dalla speciale struttura magnetica del sistema eccitatore. Si osserva in proposito che tale struttura è identica a quella di un altoparlante bifonico di fabbricazione nazionale presentato alla Biennale Cinematografica di Venezia del 1948, nonchè alla Mostra della Radio del 1949, e descritto recentemente su questa rivista* (2). *Per quanto ci consta, la priorità del brevetto italiano, che si riferisce appunto alla conformazione del circuito magnetico, risale all'agosto del* 1946. (456)

(2) G. ZANARINI: *Altoparlante bifonico a larga banda.* «Elettronica» vol. IV, n. 6, settembre 1949, p. 217.

ERRATA CORRIGE: Nell'articolo « Generatori di segnali a modulazione di frequenza » di R. Zambrano comparso sul precedente numero di « Elettronica & Televisione », IV, n. 8, nov. 1949, il rotore, sulla piastrina di commutazione immediatamente vicina alla lampada spia, della figura 4, a pag. 303 va allungato, nel senso orario, per 30°. La prima posizione del commutatore è di attesa o stand-by (omesso nel testo).

INDICAZIONI PER LA RISPOSTA A STAMPATELLO

Talvolta non ci è possibile rispondere alle lettere che ci pervengono perchè incomplete delle indicazioni necessarie o perchè tali indicazioni risultano incomprensibili.

Quando non è possibile scrivere tali indicazioni (nome, cognome, indirizzo) a macchina si prega di scriverle molto chiaramente a stampatello.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

PRESENTAZIONI

Y. ANGEL: ***Les recepteurs de radiodiffusion.*** «Ed. Eyrolles» Paris, 1949. Un volume de 243 pagine, formato 16,5 x 25 cm^2 con 204 figure. Prezzo 1300 franchi fr.

Quest'opera dell'ingegnere Y. Angel dell'Ecole Nationale Superieure des Telecomunications, pur essendo in origine destinata ai corsi di perfezionamento del personale della Radiodiffusion Française, intende adempiere al compito di una seria volgarizzazione e si rivolge perciò ai tecnici che possiedano una modesta conoscenza della matematica elementare. Essa è scritta invero in modo chiaro e pratico ed è ad un tempo concisa ed organica.

L'ordinamento della materia è effettivamente abbastanza originale. Infatti il volume è diviso in tre parti.

Una prima parte (pagg. 3 ÷ 18) di carattere introduttivo illustra, in quattro brevi capitoli: 1) lo scopo e la costituzione di un radioricevitore; 2) i diversi tipi di modulazione; 3) la necessità di assegnare ad ogni comunicazione un determinato canale o banda di frequenza (e qui sono introdotti i concetti di selettività e di distorsione per incompleta ricezione delle frequenze estreme della banda); 4) la ripartizione del guadagno totale nelle diverse parti di un ricevitore e le limitazioni del guadagno dovute agli inneschi ed alle diverse cause del rumore di fondo.

La seconda parte (pagg. 21 ÷ 78) illustra sinteticamente in sette capitoli i diversi principi di ricezione, dal semplice rivelatore a galena (I) od a valvola (II), alla rivelatrice a reazione (III), ed a superreazione (IV), dall'amplificazione diretta (V), alla superetodina (VI); infine nell'ultimo capitolo è accennato il principio di ricezione « sincrodina » recentemente introdotto, che fa uso di un oscillatore locale sincronizzato sulla frequenza in arrivo.

La terza ed ultima parte (pagg. 80 ÷ 231) è dedicata allo studio dei moderni ricevitori. Essa è divisa in tre capitoli. Il primo tratta dell'alimentazione normale, senza trasformatore (tous courants) e con batterie, dei ricevitori. Il secondo tratta degli amplificatori, esaminando prima quelli che precedono la rivelazione, che viene successivamente considerata, poi quelli di B.F. In questo capitolo sono compresi i problemi relativi alla conversione di frequenze, all'amplificazione di media frequenza ove è fatto cenno anche ai filtri a quarzo, al comando unico e all'allineamento, alla regolazione automatica di sensibilità, all'amplificazione a B.F. in controfase, all'amplificazione in « reflex », alla controreazione ecc.

Il terzo capitolo è dedicato ai dispositivi particolari. In esso sono considerati: gli indicatori di sintonia di vario tipo, i soppressori di fruscio durante la regolazione di sintonia (squelch), i limitatori dei parassiti, il comando automatico di frequenza e di selettività, la espansione della dinamica, i dispositivi speciali di accordo ed infine i limitatori d'interferenze.

In quest'opera non vengono invece considerati i ricevitori per le onde modulate in frequenza e quelli per la televisione.

Come si può intuire dai numerosi argomenti trattati nel volume di mole limitata, ciascuno di essi non è sviluppato in maniera molto approfondita. Tuttavia la impostazione è precisa e l'opera offre quindi un quadro chiaro e completo della materia.

Il volume contiene un indice alfabetico oltre a quello tematico.

La veste tipografica è buona e le figure molto curate. Gli schemi invece sono piuttosto disordinati ed in essi, secondo una pessima abitudine francese, sono rappresentati i soli elettrodi dei tubi senza contornarli con una linea che indichi che si tratta di un unico inscindibile componente.

(462/226) *G. D.*

Call-book italiano. Seconda ed. «Ed. Radio» Torino, 1949. Un volume di 92 pagine di cm^2 17 x 24,5. Prezzo L. 300.

Il volume contiene l'elenco dei nominativi ufficiali dei radiodilettanti italiani di radiotrasmissione.

Esso è suddiviso in due parti; nella prima i nominativi sono elencati per ordine alfabetico, nella seconda essi sono invece raggruppati per provincia.

Questa seconda edizione è molto più aggiornata e completa della precedente. (462/227)

PICCOLI ANNUNCI

(Per informazioni rivolgersi alla nostra Amministrazione).

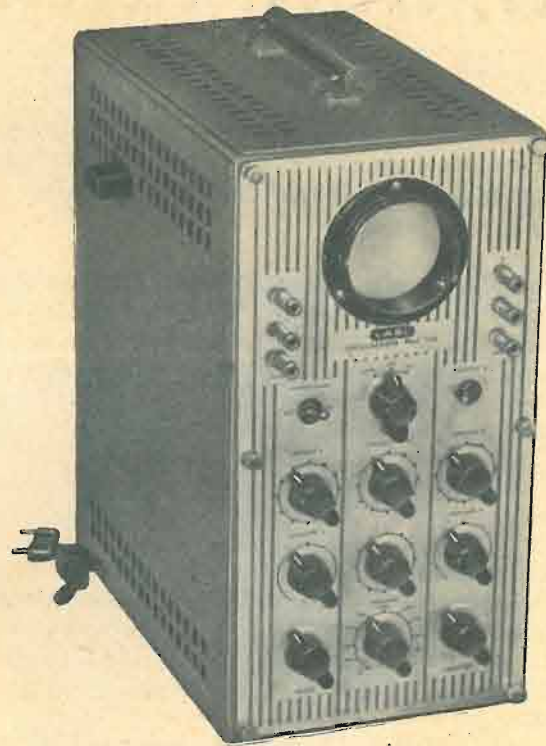
LABORATORIO ricerche sperimentali trasferendosi all'Estero vende materiale vario - strumenti - apparecchi - valvole - ecc.
Per informazioni scrivere: ELETTRONICA - Casella Postale n. 351 - TORINO.

RADIOGRAMMOFONO 10 valvole - 4 altoparlanti - due pick-ups. Riproduzione perfetta. Vendesi 125.000 lire. Rivolgersi a « Elettronica » o telefonare direttamente 84.644 Torino.

AVVISO DELLA DIREZIONE

Alcuni lettori si sono lamentati per non aver trovato la nostra rivista presso il loro rivenditore abituale. Poichè il crescente aumento delle richieste rende inevitabile che qualche rivenditore resti sprovvisto di copie, raccomandiamo vivamente a tutti i nostri affezionati lettori di prenotare tempestivamente la rivista per mezzo dell'unito talloncino di c. c. postale, realizzando un sensibile risparmio ed ottenendo la certezza di ricevere la rivista al proprio domicilio, con anticipo rispetto alla distribuzione normale, e franco di ogni spesa.

Importo di ogni prenotazione L. 225.

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

ABBONAMENTI

Ricordiamo che i canoni di abbonamento sono fissati come segue:

Abbonamento a	6 numeri	L.	**1350**
»	» 12	»	» **2500**
»	» 24	»	» **4250**
»	» 36	»	» **5800**

Ogni abbonamento può decorrere da qualsiasi fascicolo, in tal modo anche chi abbia già acquistato il presente fascicolo, può fare l'abbonamento a partire dal successivo, usufruendo così di tutti i vantaggi che ne conseguono e cioè: economia, certezza di ricevere il numero a domicilio con anticipo rispetto all'uscita nelle edicole, e così via. È inoltre prevista una forma di *abbonamento rateale*. Questo particolare abbonamento potrà essere fatto prenotando ogni volta il fascicolo successivo al prezzo di

Lire 225 anzichè 250.

Tutti i versamenti si possono fare mediante il Bollettino di c/c postale allegato a ciascun fascicolo della rivista.
Gli abbonati avranno diritto ad una inserzione gratuita di 25 parole ogni sei mesi. Essi godranno inoltre dello sconto del 10 % su tutte le pubblicazioni messe in "Servizio di libreria".

TELEVISIONE ITALIANA

(Supplemento mensile di "Elettronica e Televisione")

Un numero L. 100. Abbonamento a 12 numeri L. 1000

Abbonamento cumulativo a:
"ELETTRONICA e TELEVISIONE"
ed a:
"TELEVISIONE ITALIANA" L. 3000

Prenotazione per il prossimo numero di *"Televisione Italiana"* L. 80

Prenotazione per il prossimo numero di ambedue le riviste *"Elettronica"* e *"Televisione"* L. 280

Usate per i pagamenti e le prenotazioni l'unito modulo di c.c. postale.

Dicembre 1949

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di Allibramento

Versamento di Lire ....
eseguito da ....
residente in ....
via ....
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA via Garibaldi 16 . Torino
Addì (1) .... 19 ....
Bollo lineare dell'Ufficio accett.
N. ....
del bollettario ch 9
Bollo a data dell'Ufficio accettante

Indicare a tergo la causale del versamento

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali

Bollettino *per un versamento di L.* ....
Lire .... (in lettere)
eseguito da ....
residente in ....
via ....
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA - Via Garibaldi 16 - Torino
nell'Ufficio dei conti correnti di ....
Firma del versante
Addì (1) .... 19 ....
Bollo lineare dell'Ufficio accett.
Tassa di L. ....
Cartellino numerato del bollettario di accettazione
L'Ufficiale di Posta
Bollo a data dell'Ufficio accettante

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali

Ricevuta *di un versamento*
di L. ....
Lire .... (in lettere)
eseguito da ....
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA - Torino
Addì (1) .... 19 ....
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ....
Cartellino numerato del bollettario di accettazione
L'Ufficiale di Posta
Bollo a data dell'Ufficio accettante

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato.

(1) **La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.**

Spazio per la causale del versamento. (La causale è obbligatoria per i versamenti a favore di Enti ed Uffici pubblici).

Decorrenza abbonam. ....

Nome ....

Indirizzo ....

Parte riservata all'Ufficio dei conti correnti.

N. .... dell'operazione.

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Verificatore

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.
Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni Ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti, che può essere consultato dal pubblico.
Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'Ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.
Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.
Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.
I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai proprii corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli Uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.
A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'Ufficio conti rispettivo.
L'Ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

TARIFFA PER I VERSAMENTI

I pagamenti eseguiti da chiunque negli Uffici Postali dei capoluoghi di Provincia **sono esenti da tasse.**

Per i versamenti eseguiti in ogni altro Ufficio si applicano le seguenti tasse:

Fino a L. 5000 — tassa L. 3
Oltre L. 5000 — tassa L. 6

SERVIZIO DI LIBRERIA

ELENCO DELLE OPERE DISPONIBILI ATTUALMENTE

G. DILDA: *Radiotecnica.* Vol. I. Elementi propedeutici. III Ediz. 1946 (vol. di 352 pagine con 214 figure). Prezzo L. 1000

G. DILDA: *Radiotecnica.* Vol. II, Radiocomunicazioni e Radioapparati. III Ediz. 1945 (vol. di 378 pagine con 247 figure). Prezzo L. 1400

G. DILDA: *Radioricevitori.* II Ediz. 1947 (Un vol. litografato di 335 pagine con 108 figure). Prezzo L. 1000

G. SACERDOTE e C. BASILE: *Tubi elettronici e loro applicazioni.* (Un vol. litografato di 324 pagine con 197 figure). 1936. Prezzo L. 500

A. PASCUCCI: *Enciclopedia pratica di radiotecnica.* (Un volume in ottavo di 16,5x24 cm. di 1135 pag. rilegato in tela). Ediz. 1948. Prezzo L. 4550

E. WRATHALL - R. ZAMBRANO: *Teoria e calcolo dei traslatori per altoparlante.* (Un vol. litografato di 43 pag. con 19 figure), I Ristampa 1949. Prezzo L. 150

DR. PROVENZA: « *Vademecum per aspiranti Radio Telegrafisti* ». Ministero Poste e Telecomunicazioni. Volume in sedicesimo di 40 pagine. Prezzo L. 300.

F. E. TERMAN: *Radio Engineering.* III Edizione 1947. McGraw-Hill. Volume in ottavo di 970 pagine, rilegato in tela. Prezzo L. 6600.

ABBONAMENTI A RIVISTE

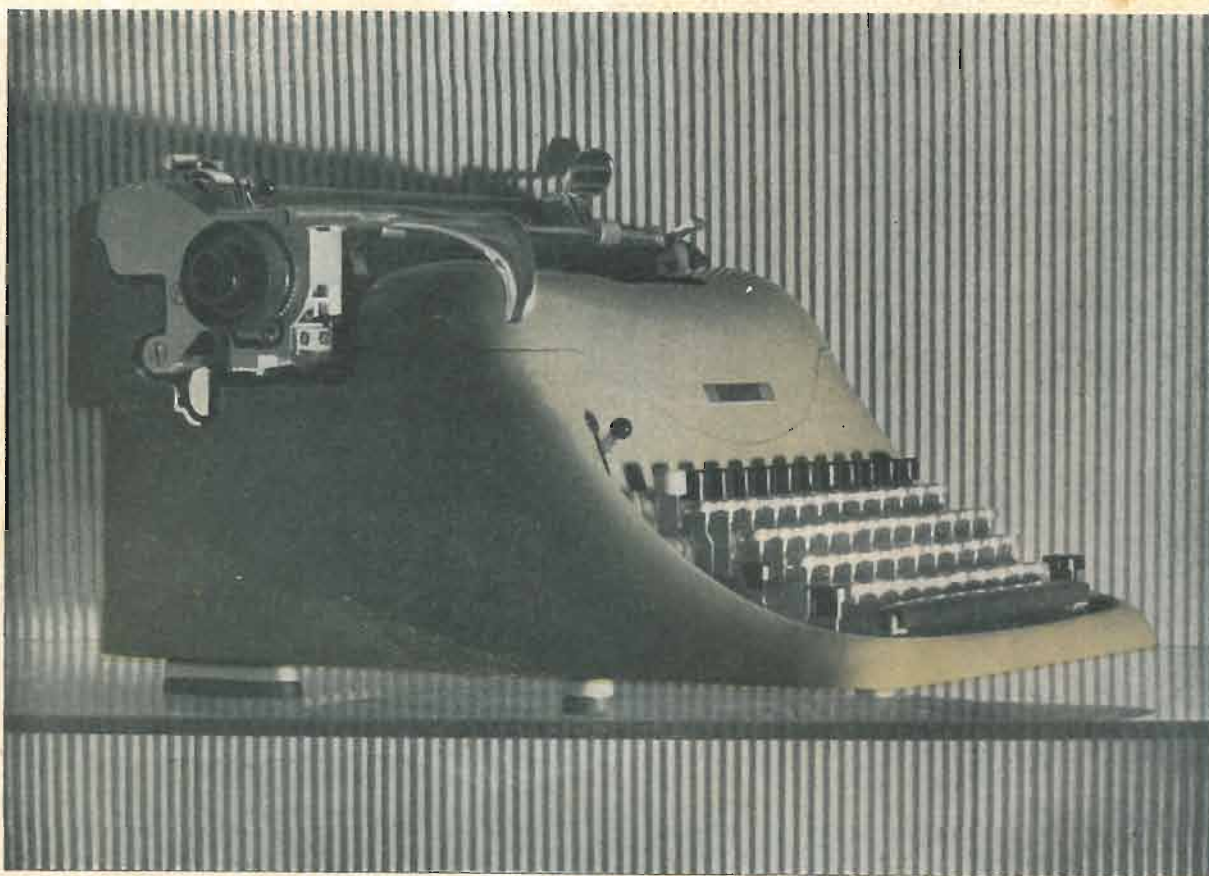
Electronics:
1 anno L. 16 000 2 anni L. 24 000 3 anni L. 32 000

Radio News & Television News:
1 anno L. 4400 2 anni L. 7800 3 anni L. 9600

Radio Electronics (già Radio Craft):
1 anno L. 3600 2 anni L. 6400 3 anni L. 8800

The Journal of the British Institution of Radio Engineers. L. 6000

CORRISPONDENZA

Avvertiamo che, dato il considerevole numero di lettere che ci pervengono, siamo costretti a non rispondere a coloro i quali non allegano L. 50 in francobolli per la risposta.

Olivetti Lexikon

La macchina per scrivere da ufficio, di concezione inedita e di esecuzione rigorosissima, studiata per tutte le lingue e per tutti gli alfabeti

INCASTELLATURA INDIPENDENTE DALLA CARROZZERIA

CARRELLI DI SETTE DIFFERENTI LUNGHEZZE

ACCELERAZIONE PROGRESSIVA DEL MOTO DEI MARTELLETTI

CARRELLO SCORREVOLE SU CUSCINETTI A SFERE

TOCCO REGOLABILE SU CINQUE GRADUAZIONI

CARATTERI E TASTIERE PER TUTTI GLI ALFABETI COMPRESI L'ARABO LO HINDI, IL CIRILLICO, IL GRECO, L'EBRAICO E L'AMARICO.